



TECHNISCHE UNIVERSITÄT CHEMNITZ

---

Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Professur für Hochfrequenztechnik und Photonik

# Diplomarbeit

Erkennung und Filterung von Bodenechos in den Daten eines  
polarimetrischen Doppler-Wetterradars

Jens Reimann

Chemnitz, den 5. Februar 2009

**Prüfer:** Prof. Dr. rer. nat. M. Chandra

**Betreuer:** Dr. rer. nat. M. Hagen

**Reimann, Jens**

Erkennung und Filterung von Bodenechos in den Daten eines polarimetrischen Doppler-Wetterradars

Diplomarbeit, Fakultät für Elektrotechnik und Informationstechnik

Technische Universität Chemnitz, Februar 2009

## Aufgabenstellung

### Erkennung und Filterung von Bodenechos in den Daten eines polarimetrischen Doppler-Wetterradars

Ausgehend von einer Literatur-Recherche sollte zunächst eine Übersicht über folgende Radar-Messgrößen und das verbundene Messverfahren bei verschiedenen Polarisationen, insbesondere H/V- und Hybridbasis (STAR-Modus), gewonnen werden:

- Effektive Radar-Reflektivität ( $Z_e$ )
- Differenzielle Reflektivität (ZDR)
- Lineares Depolarisationsverhältnis (LDR)
- Mittlere Dopplergeschwindigkeit ( $\bar{v}$ )
- Korrelations-Koeffizienten:  $\rho_{HV}(0)$ ,  $\rho_{HV}(1)$ ,
- Differenzielle Ausbreitungsparameter:  $\phi_{DP}$ , KDP

Begleitend zur Erstellung der Übersicht über die oben aufgeführten Parameter sollten Messungen von Bodenechos mit dem POLDIRAD in HV- und STAR-Modi sowohl mit als auch ohne Niederschlag erfolgen. Ein Vergleich mit polarimetrischen Messungen des DWD-Radars Hohenpeißenberg (AQUAradar Messkampagne) wäre wünschenswert. Aus den betrachteten Radardaten sollten Wertebereiche der relevanten Radarmessgrößen von Bodenechos als Abgrenzung gegenüber denen von Hydrometeoren/ Klare-Luft-Echos in Hinblick auf eine automatische Klassifikation erstellt werden.

Ziel dieser Datenanalyse ist die Entwicklung und Evaluierung eines Algorithmus zur Erkennung und Filterung von Bodenechos mit Hilfe der polarimetrischen Radarmessgrößen. Dieses Verfahren sollte dem herkömmlichen Doppler-Filter-Verfahren vergleichend gegenüber gestellt werden.



## **Danksagung**

**Danken möchte ich vor allem Prof. M. Chandra (TU-Chemnitz) und Dr. M. Hagen (DLR, Institut für Physik der Atmosphäre) für die Betreuung der Arbeit. Weiterhin bedanke ich mich bei Prof. U. Schumann und Dr. G. Craig für die Möglichkeit am DLR zu arbeiten. Besonderen Dank geht auch an Dipl.-Ing. P. Tracksdorf, H. Scheffold und L. Oswald (alle DLR) die mir immer wieder mit Rat und Tat zur Seite gestanden haben und bei großen und kleinen Problemen geholfen haben. Dank geht natürlich auch an alle Unerwähnten, die direkt oder indirekt zum Erfolg dieser Arbeit beigetragen haben.**



# Inhaltsverzeichnis

<b>Abbildungsverzeichnis</b>	<b>iii</b>
<b>Tabellenverzeichnis</b>	<b>v</b>
<b>1 Einleitung</b>	<b>1</b>
<b>2 Grundlagen</b>	<b>3</b>
2.1 Elektromagnetische Theorie . . . . .	3
2.2 Polarisation . . . . .	5
2.3 Streumatrix . . . . .	5
2.4 Korrelation und Korrelationskoeffizient . . . . .	6
2.5 Radargrundlagen . . . . .	6
2.5.1 Impulsradar . . . . .	7
2.5.2 Aufbau eines Radars . . . . .	7
2.5.3 Arbeitsweise und Aufnahmestrategien . . . . .	8
2.5.4 Radargleichung . . . . .	9
2.5.5 Polarimetrisches Radar . . . . .	11
2.5.6 Das POLDIRAD . . . . .	12
<b>3 Signalverarbeitung und Radarprodukte</b>	<b>15</b>
3.1 Effektive Reflektivität . . . . .	15
3.2 Differenzielle Reflektivität . . . . .	16
3.3 Lineares Depolarisationsverhältnis . . . . .	16
3.4 Differenzielle Phase . . . . .	16
3.5 Dopplergeschwindigkeiten . . . . .	16
3.6 Spektrale Breite . . . . .	17
3.7 Kopolarer Korrelationsfaktor . . . . .	18
3.8 Ko-/Kreuzkorrelation . . . . .	19
3.9 Beschreibung eines Beispieldatensatzes . . . . .	19
<b>4 Analyse und Interpretation der Messungen</b>	<b>21</b>
4.1 Messgenauigkeit der Phase . . . . .	21
4.1.1 Phasenrauschen im System . . . . .	21
4.1.2 Phasenrauschen am stehenden Ziel . . . . .	21
4.2 Messgenauigkeit des Betrags und der Leistung . . . . .	22
4.3 Einfluss der Elliptizität auf $\rho_{HV}$ im STAR-Mode . . . . .	22
4.3.1 Messung vom 07.08.2008 . . . . .	23
4.3.2 Messung vom 08.08.2008 . . . . .	24
4.3.3 Weitere Messungen . . . . .	25

4.3.4	Messung vom 25.08.2008 . . . . .	25
4.4	Einfluss der Orientierung auf $\rho_{HV}$ . . . . .	25
4.5	Verhalten des Polarisationsnetzwerks . . . . .	26
4.5.1	Theoretisches Verhalten . . . . .	27
4.5.2	Messung der Phasenschieber bei konstantem Leistungsteiler . . . . .	29
4.6	Entfernungsabhängigkeit der Phase . . . . .	31
4.7	Messungen von Bodenzielen . . . . .	32
4.7.1	Betrag und Phase an Bodenzielen . . . . .	32
4.7.2	Streuung der Phase an Bodenzielen . . . . .	36
4.7.3	$\rho_{HV}$ an Bodenzielen . . . . .	36
4.7.4	Depolarisation an Bodenzielen . . . . .	37
4.7.5	Beispiel Daten von Bodenzielen . . . . .	37
4.8	Benutzte Programme . . . . .	38
<b>5</b>	<b>Vorschlag für die Nutzung als Clutter-Filter</b>	<b>40</b>
5.1	Definition von Clutter . . . . .	40
5.2	Klassifikationsmethoden . . . . .	40
5.3	Klassifikation mit den standardmäßig aufgezeichneten Produkten . . . . .	41
5.3.1	Beispielfälle . . . . .	45
5.4	Zusätzliche Klassifikationsparameter für Zeitserien . . . . .	47
5.5	Andere Radardaten . . . . .	47
5.6	Clutter-Filterung . . . . .	47
5.6.1	Zeitbereich . . . . .	50
5.6.2	Frequenzbereich . . . . .	50
5.6.3	Über Modelle . . . . .	50
5.7	Unterschied zu klassischen Doppler-Clutter-Filtern . . . . .	50
<b>6</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick</b>	<b>52</b>
	<b>Literaturverzeichnis</b>	<b>54</b>
<b>A</b>	<b>Datensätze</b>	<b>57</b>
<b>B</b>	<b>POLDIRAD (2008)</b>	<b>58</b>
<b>C</b>	<b>Originaldaten</b>	<b>60</b>
C.1	07.08.2008: Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	60
C.2	08.08.2008: Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	61
C.3	25.08.2008: Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	62
C.4	12.08.2008: Orientierung $\rho_{HV}$ . . . . .	63



# Abbildungsverzeichnis

2.1	Sende- und Empfangssignale eines Impulsradars . . . . .	7
2.2	Blockschaltbild eines Dopplerradars . . . . .	8
2.3	Verarbeitungsschema . . . . .	12
2.4	Schema des Polarisationsnetzwerks . . . . .	13
3.1	Beispiel für $\rho_{HV}$ in einer Gewitterwolke (von oben links: Reflektivität $Z_{XX}$ in dBZ, differenzielle Reflektivität ZDR in dBZ, lineares Depolarisationsverhältnis LDR in dBZ, differenzielle Phase $\phi_{DP}$ in Grad, Dopplergeschwindigkeit $V_{XX}$ in $ms^{-1}$ , spektrale Breite in $ms^{-1}$ , kopolarer Korrelationskoeffizient $\rho_{HV}(1)$ , Ko-/Kreuzkorrelation) . . . . .	20
4.1	Phasenrauschen im System . . . . .	22
4.2	Phasenrauschen an der Zugspitze (Storm 5, Scan 1 vom 11.09.2008) . . . . .	23
4.3	Einfluss der Elliptizität auf $\rho_{HV}$ (07.08.2008) . . . . .	24
4.4	Einfluss der Elliptizität auf $\rho_{HV}$ (25.08.2008) . . . . .	26
4.5	Einfluss der Orientierung auf $\rho_{HV}$ (12.08.2008) . . . . .	27
4.6	Gemessene und tabellierte Phase am Phasenschieber . . . . .	30
4.7	Gemessene Differenz der Kanäle durch den Phasenschieber . . . . .	31
4.8	Gemessene Differenz der Kanäle durch den Phasenschieber bei 50% Leistung . . . . .	32
4.9	Phase entlang eines Rays (12.09.2008, Storm 4 Scan 6) mit Eichquelle . . . . .	33
4.10	Betrag und Phase der Ko-Kanäle am Turm Schöngeising bei konstanter Entfernung und Änderung des Azimutwinkels zwischen $60^\circ \dots 70^\circ$ . . . . .	33
4.11	Betrag der Ko-Kanäle am Turm Schöngeising bei konstanter Entfernung und Änderung des Elevationswinkels zwischen $0^\circ \dots 10^\circ$ (RHI) . . . . .	34
4.12	Betrag und Phase der Ko-Kanäle am Olympiaturm München bei konstanter Elevation und Azimut über die Zeit (Entfernung) vom 06.10.2008 . . . . .	34
4.13	Streudiagramm (Ko-Kanal) des PPI über dem Turm Schöngeising vom 06.10.2008 . . . . .	35
4.14	Betrag und Phase der Ko-Kanäle über der Zugspitze bei konstanter Elevation und konstanten Range (PPI $185^\circ \dots 200^\circ$ ) . . . . .	36
4.15	Mittelwert von $\rho_{HV}$ bei verschiedenen Antennendrehgeschwindigkeiten . . . . .	37
4.16	zu DLR-Toolkit hinzugefügte Dialoge . . . . .	38
4.17	PPI-Scans über den Alpen (von oben: Reflektivität $Z_{HH}$ , ZDR und LDR in dBZ, differenzielle Phase in Grad (10.11.2008)) . . . . .	39
5.1	Histogramme der standardmäßig berechneten Produkte (Type 42) für Wetterziel und Boden-Clutter . . . . .	42
5.2	Schematischer Aufbau des Clutter-Filters . . . . .	44
5.3	Außergewöhnliche Ausbreitungsbedingungen Richtung Norden . . . . .	45

5.4	Beispielanwendung des Clutter-Filters am 22.08.2008 14:05 Uhr (oben links: Reflektivität $Z_{XX}$ , oben rechts: ZDR, unten links: Dopplergeschwindigkeit Zeitlag 2, unten rechts: Clutter-Filter (Wahrscheinlichkeit für Clutter)) . . . . .	46
5.5	Beispielanwendung des Clutter-Filters am 09.08.2007 11:50 Uhr (oben links: Reflektivität $Z_{XX}$ in dBZ, oben rechts: ZDR in dBZ, unten links: Dopplergeschwindigkeit Zeitlag 2 im $ms^{-1}$ , unten rechts: Clutter-Filter (Wahrscheinlichkeit für Clutter)) . . . . .	48
5.6	Beispielanwendung des ClutterIndex-Parameters am 22.08.2008 (oben links: Reflektivität $Z_{XX}$ in dBZ, oben rechts: ZDR in dBZ, unten links: Dopplergeschwindigkeit Zeitlag 2 im $ms^{-1}$ , unten rechts: ClutterIndex) . . . . .	49

## Tabellenverzeichnis

5.1	Parameter des Standard Volumen Scans . . . . .	41
5.2	Schwellwerte für die Klassifikation . . . . .	44
5.3	Konfusionsmatrix . . . . .	51
B.1	Systembedingungen des POLDIRAD-Radars . . . . .	58
B.2	Antenne des POLDIRAD-Radars . . . . .	58
B.3	Technische Daten des Transmitters des POLDIRAD-Radars . . . . .	58
B.4	Technische Daten des Receivers des POLDIRAD-Radars . . . . .	58
B.5	Technische Daten des Polarisationsnetzwerkes des POLDIRAD-Radars . . . . .	59
C.1	07.08.2008, Storm 6, Scan 0001 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	60
C.2	07.08.2008, Storm 6, Scan 0002 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	60
C.3	07.08.2008, Storm 6, Scan 0004 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	60
C.4	07.08.2008, Storm 6, Scan 0006 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	60
C.5	07.08.2008, Storm 6, Scan 0007 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	60
C.6	07.08.2008, Storm 6, Scan 0008 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	61
C.7	07.08.2008, Storm 6, Scan 0009 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	61
C.8	08.08.2008, Storm 6, Scan 0001 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	61
C.9	08.08.2008, Storm 6, Scan 0002 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	61
C.10	08.08.2008, Storm 6, Scan 0003 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	61
C.11	08.08.2008, Storm 6, Scan 0004 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	61
C.12	08.08.2008, Storm 6, Scan 0011 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	61
C.13	25.08.2008, Storm 6, Scan 0003 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	62
C.14	25.08.2008, Storm 6, Scan 0004 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	62
C.15	25.08.2008, Storm 6, Scan 0005 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	62
C.16	25.08.2008, Storm 6, Scan 0006 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	62
C.17	25.08.2008, Storm 6, Scan 0007 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	62
C.18	25.08.2008, Storm 6, Scan 0008 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	62
C.19	25.08.2008, Storm 6, Scan 0012 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	62
C.20	25.08.2008, Storm 6, Scan 0013 Elliptizität $\rho_{HV}$ . . . . .	63
C.21	12.08.2808, Storm 5, Scan 0001 Orientierung $\rho_{HV}$ . . . . .	63



# Kapitel 1

## Einleitung

Schon Heinrich Hertz stellte bei seinen ersten Experimenten fest, dass elektromagnetische Wellen (EM-Wellen) an metallischen Gegenständen reflektiert werden. Anfang des 20. Jahrhunderts wurde gezeigt, dass EM-Wellen zur Entfernungsbestimmung von Schiffen genutzt werden können. In den dreißiger Jahren des letzten Jahrhunderts wurden dann im Zuge des Zweiten Weltkrieges von mehreren Staaten Radare entwickelt. Heute werden Radare nicht mehr nur militärisch genutzt. Moderne Luft- und Seefahrt wäre ohne Radarsysteme nicht mehr vorstellbar.

Auf der anderen Seite werden Radare zur Erforschung und Messung der Atmosphäre eingesetzt. Wetterdienste auf der ganzen Welt nutzen diese Daten für ihre Wettermodelle und machen damit Vorhersagen immer genauer ([MEISCHNER 2004]). Störend für die nötige automatisierte Akkumulation der Daten sind nichtatmosphärische Echos. Dies sind sowohl natürliche (z.B. Vogelschwärme) als auch künstliche (z.B. Flugzeuge) Echos in der Atmosphäre. Im bodennahen und damit besonders wichtigen Bereich kommen Bodenechos hinzu. Alle diese für die Meteorologen störenden Echos (sog. Clutter) müssen entfernt werden. Dafür sind sogenannte Clutter-Filter notwendig. Diese sollten Clutter sicher erkennen und möglichst nur diese Daten verändern.

Die Clutter Erkennung und Filterung war vom Anfang an eine Herausforderung ([ATLAS 1990]). Man erkannte sehr schnell, dass Bodenechos hohe Reflektivitäten haben. Dieses Wissen nutzte man für die ersten einfachen Clutter Filter. Entsprechende Bereiche wurden einfach ausgeblendet. Ebenfalls sehr früh entwickelte sich die Idee einer „Clutter-Map“. Dabei geht man davon aus, dass die meisten Ziele stationär sind. Es wird an Tagen ohne Niederschlag eine Karte mit Bodenechos aufgenommen und diese bei Messungen mit Niederschlag ausgeblendet. Durch Verrechnung der Reflektivitäten der Clutter-Map mit den Messwerten war auch eine Filterung möglich. Allerdings war diese nur unzureichend, da sowohl unterschiedliche Ausbreitungseffekte in der Atmosphäre unberücksichtigt blieben, als auch Reflektivitätsänderungen am Ziel durch den Niederschlag nicht berücksichtigt werden konnten.

Große Fortschritte machte die Clutter-Filterung mit dem Einsatz von dopplerfähigen Radaren. Damit war die Messung der Relativbewegung der Streuer möglich. Dies half sowohl bei der Erkennung, als auch bei der Filterung von Bodenechos. Dabei wird ausgenutzt, dass sich diese Ziele, im Gegensatz zu Hydrometeoren, nicht bewegen. Somit war ein weiteres wichtiges Indiz für Bodenechos auswertbar. Zusätzlich ergab sich ein Ansatzpunkt für eine bessere Filterung, indem man die spektralen Anteile des Clutters entfernt.

An der Vielfalt der vorhandenen Literatur (z.B. [FRIEDRICH et al. 2006] oder [STEINER und SMITH 2002]) merkt man, dass die Entwicklung besserer Clutter Erkennungs- und Filtermethoden noch lange nicht abgeschlossen ist. Immer neuere und aufwendigere Ansätze ([KESSINGER et al. 2005], [SIGGIA und JR. 2004], [NGUYEN et al. 2008]) werden ausgearbeitet um Bodenechos möglichst gut zu unterdrücken. Durch die immer größer werdende Rechenleistung sind diese Ansätze auch operationell einsetzbar.

Probleme bereiten vor allem Bereiche in denen die Dopplergeschwindigkeit nahe Null ist, weil sich z.B. die Luftmassen senkrecht zum Radarstrahl bewegen. Dies ist naturgemäß zweimal pro Umlauf der Fall. Auch Bereiche in denen die Dopplergeschwindigkeit aufgrund von Faltung Null wird sind betroffen. Hier können weiter Parameter wie die Polarimetrie zur Klassifikation beitragen.

In dieser Arbeit geht es um die Erstellung eines solchen Algorithmus. Er soll auf einfache Weise ohne a priori Wissen polarimetrische Radardaten nutzen, um Clutter zu erkennen. Messgrundlage ist dabei das Radar POLDIRAD des „Institut für Physik der Atmosphäre“ am „Deutschen Zentrum für Luft- und Raumfahrt“ (DLR) in Oberpfaffenhofen bei München.

Zuerst soll dabei in einem Theorieteil die Grundlagen elektromagnetischer Wellen und der Polarisation, sowie Aufbau und Funktion eines Radars erläutert werden. Danach werden typische Radarmessgrößen beschrieben und ihre Berechnung aus den Messdaten erklärt um dann die Messgenauigkeit und Fehlerquellen bei der Bestimmung dieser Größen zu untersuchen. Besonders wird dabei auf die Probleme der meteorologischen Mess- und Datenverarbeitung für nicht meteorologische Ziele (Bodenechos) Wert gelegt. Mit diesem Wissen wird ein einfacher Clutter Erkennungs- und Filteralgorithmus entwickelt und getestet.

# Kapitel 2

## Grundlagen

### 2.1 Elektromagnetische Theorie

Alle elektromagnetischen Wellen können durch einen Satz von Gleichungen, benannt nach ihrem Entdecker James Clerk Maxwell, beschrieben werden.

$$\begin{aligned}\vec{\nabla} \times \vec{E}(\vec{r}, t) &= -\frac{\partial \vec{B}(\vec{r}, t)}{\partial t}; & \vec{\nabla} \times \vec{H}(\vec{r}, t) &= \vec{J}_t(\vec{r}, t) + \frac{\partial \vec{D}(\vec{r}, t)}{\partial t} \\ \vec{\nabla} \cdot \vec{D}(\vec{r}, t) &= \rho(\vec{r}, t); & \vec{\nabla} \cdot \vec{B}(\vec{r}, t) &= 0\end{aligned}\quad (2.1)$$

$\vec{E}(\vec{r}, t)$	elektrische Feldstärke
$\vec{H}(\vec{r}, t)$	magnetische Feldstärke
$\vec{D}(\vec{r}, t)$	elektrische Flussdichte
$\vec{B}(\vec{r}, t)$	magnetische Flussdichte
$\vec{J}_t(\vec{r}, t)$	elektrische Stromdichte
$\rho(\vec{r}, t)$	freie Ladungsträgerdichte

Die Stromdichte  $\vec{J}_t$  kann, ihrer Ursache entsprechend, in mehrere Terme zerlegt werden:

$$\vec{J}_t(\vec{r}, t) = \vec{J}_s(\vec{r}, t) + \vec{J}_c(\vec{r}, t) + \frac{\partial \vec{D}(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (2.2)$$

Der erste Term beschreibt dabei die Stromdichte, die durch vorhandene Quellen im Medium hervorgerufen wird, der Zweite  $\vec{J}_c(\vec{r}, t) = \sigma \vec{E}(\vec{r}, t)$  die Stromdichte, die durch die elektrische Feldstärke entsteht. Der Proportionalitätsfaktor  $\sigma$  wird Leitfähigkeit des Mediums genannt. Der letzte Summand beschreibt die Verschiebestromdichte, welche durch die Änderung der elektrischen Flussdichte hervorgerufen wird.

Zwischen den elektrischen und magnetischen Feldgrößen besteht allgemein folgender Zusammenhang:

$$\begin{aligned}\vec{D}(\vec{r}, t) &= \epsilon \vec{E}(\vec{r}, t) + \vec{P}(\vec{r}, t) \\ \vec{B}(\vec{r}, t) &= \mu \left( \vec{H}(\vec{r}, t) + \vec{M}(\vec{r}, t) \right)\end{aligned}\quad (2.3)$$

Die elektrische Polarisierung  $\vec{P}(\vec{r}, t)$  beschreibt die (temporäre) Verschiebung von Ladungsträgern im Atomgitter um ihre Ruhelage. Die Magnetisierung  $\vec{M}(\vec{r}, t)$  drückt die Ausrichtung von magnetischen Dipolen in ferromagnetischen Medien aus. Die Proportionalitätsfaktoren  $\epsilon$  und  $\mu$  heißen Permittivität und Permeabilität.

Für eine Ausbreitung in linearen, homogenen und isotropen Medien (keine Hysterese oder Sättigung,  $\vec{M}(\vec{r}, t) = \vec{0}$ ,  $\vec{P}(\vec{r}, t) = \vec{0}$ ) ohne Quellen ( $\vec{J}_s(\vec{r}, t) = \vec{0}$ ) vereinfachen sich die Gleichungen weiter. Durch weiteres Einsetzen und Umformen entsteht der Term:

$$\Delta \vec{E}(\vec{r}, t) - \mu \varepsilon \frac{\partial^2 \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t^2} - \mu \sigma \frac{\partial \vec{E}(\vec{r}, t)}{\partial t} = -\frac{1}{\varepsilon} \frac{\partial \vec{\nabla} \rho(\vec{r}, t)}{\partial t} \quad (2.4)$$

Geht man weiterhin von monochromatischen (nur eine Frequenz) planaren Wellen aus, so verschwindet der rechte Teil der Gleichung:  $\frac{\partial \vec{\nabla} \rho(\vec{r}, t)}{\partial t} = 0$ . Dies impliziert auch, dass keine freien Ladungsträger im Ausbreitungsmedium vorhanden sind.

Unter Annahme von vollständiger Polarisation ( $\vec{E}(\vec{r}, t)$  ist zyklisch mit  $\omega$ ) kann man außerdem die komplexe Schreibweise ( $\Re(\underline{\vec{E}}(\vec{r})e^{j\omega t}) = \vec{E}(\vec{r}, t)$ ) einführen und aus (2.4) wird:

$$\Delta \underline{\vec{E}}(\vec{r}) + \omega^2 \mu \varepsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\varepsilon \omega}\right) \underline{\vec{E}}(\vec{r}) = \Delta \underline{\vec{E}}(\vec{r}) + \underline{k}^2 \underline{\vec{E}}(\vec{r}) \quad (2.5)$$

$$\text{mit } \underline{k} = \frac{\omega}{v} \sqrt{1 - j \frac{\sigma}{\varepsilon \omega}} \quad (2.6)$$

Der Term  $\varepsilon \left(1 - j \frac{\sigma}{\varepsilon \omega}\right)$  entspricht dabei einer komplexen Dielektrizitätskonstante  $\underline{\varepsilon}$ :

$$\underline{\varepsilon} = \varepsilon' - j\varepsilon'' = \varepsilon - j \frac{\sigma}{\omega} \quad (2.7)$$

Die Wellenzahl  $\underline{k}$  kann folgendermaßen umgeschrieben werden:

$$\underline{k} = \frac{\omega}{v} \sqrt{1 - j \frac{\varepsilon''}{\varepsilon}} = \beta - j\alpha \quad (2.8)$$

Dabei stellt  $\alpha$  die Dämpfung und  $\beta$  die Phasenkonstante der Welle dar.

Mit diesen Konventionen kann eine monochromatische planare Welle, die sich allgemein in Richtung  $\hat{k}$  ausbreitet, wie folgt beschrieben werden:

$$\vec{E}(\vec{r}) = \underline{\vec{E}}_0 e^{-j\underline{k} \cdot \vec{r}} \text{ mit } \underline{\vec{E}}(\vec{r}) \cdot \hat{k} = 0 \quad (2.9)$$

Führt man ein orthogonales Koordinatensystem ( $\hat{x}$ ,  $\hat{y}$ ,  $\hat{z}$ ) ein und definiert die Ausbreitungsrichtung  $\hat{k} = \hat{z}$ , dann wird aus (2.9):

$$\underline{\vec{E}}(z) = \underline{\vec{E}}_0 e^{-\alpha z} e^{-j\beta z} \text{ mit } \underline{E}_{0z} = 0 \quad (2.10)$$

Im Zeitbereich sieht die Beschreibung des elektrischen Feldes nun wie folgt aus:

$$\underline{\vec{E}}(z, t) = \begin{bmatrix} E_{0x} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - kz + \delta_x) \\ E_{0y} e^{-\alpha z} \cos(\omega t - kz + \delta_y) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

oder im verlustlosen Fall ( $\alpha = 0$ ):

$$\underline{\vec{E}}(z, t) = \begin{bmatrix} E_{0x} \cos(\omega t - kz + \delta_x) \\ E_{0y} \cos(\omega t - kz + \delta_y) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$



## 2.2 Polarisation

Betrachtet man die EM-Welle zu einem festen Zeitpunkt  $t = t_0$ , so kann man sie sich als eine Überlagerung von zwei orthogonalen Winkelfunktionen mit im Allgemeinen unterschiedlichen Phasenwinkel betrachten. Daraus können folgende Standard-Polarisationszustände definiert werden:

- linear polarisiert

$\delta = \delta_y - \delta_x = m \cdot \pi$  mit  $m \in \mathbb{Z}$ : Dabei bleibt das elektrische Feld der Welle auf einer Geraden, welche um  $\phi$  zur X-Ebene geneigt ist.

$$\vec{E}(z, t_0) = \sqrt{E_{0x}^2 + E_{0y}^2} \begin{bmatrix} \cos \phi \\ \sin \phi \\ 0 \end{bmatrix} \cos(\omega t_0 - kz + \delta_x) \quad (2.13)$$

- zirkular polarisiert

$\delta = \delta_y - \delta_x = m \cdot \pi + \frac{\pi}{2}$  mit  $m \in \mathbb{Z}$  und  $E_{0x} = E_{0y}$ : Hierbei beschreiben die Vektoren des elektrischen Feldes einen Kreis.

$$|\vec{E}(z, t_0)| = E_{0x}^2 + E_{0y}^2 \text{ und } \angle \vec{E}(z, t_0) = \pm(\omega t_0 - kz + \delta_x) \quad (2.14)$$

- elliptisch polarisiert

Der Vektor des elektrischen Feldes läuft entlang einer Ellipse. Im Extremen entartet die Ellipse zu einer Geraden (Fall 1) oder einem Kreis (Fall 2). Die elliptische Polarisation ist daher die allgemeinste Form, die bei vollständiger Polarisation immer zutrifft.

## 2.3 Streumatrix

Die Streumatrix dient der mathematischen Beschreibung von Streuvorgängen. Sie ist wie folgt definiert:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \dots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{pmatrix}$$

Die einzelnen Elemente der Streumatrix ergeben sich zu:

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{\substack{a_j \neq 0 \\ a_k = 0 \text{ für } k \neq j}} \quad (2.15)$$

Es entspricht also dem Verhältnis von der Leistung an Port  $b_i$  zur Leistung an Port  $a_j$ , wenn alle anderen Ports  $a_k = 0$  sind, als reflexionsfrei abgeschlossen sind. Physikalisch interpretiert entsprechen die Elemente  $S_{ii}$  Reflexionskoeffizienten und  $S_{ij}$  Transmissionskoeffizienten.

## 2.4 Korrelation und Korrelationskoeffizient

Mit Hilfe der Korrelation kann die Ähnlichkeit zweier Signale (Kreuzkorrelation) oder eines Signals mit sich selbst (Autokorrelation) beschrieben werden. Für physikalische Signale mit endlicher Signalenergie kann sie wie folgt berechnet werden:

$$\underline{f}(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} \underline{x}(t) \cdot \underline{y}(t + \tau)^* dt \quad (2.16)$$

bzw. für diskrete Signale

$$\underline{f}(\tau) = \sum_t \underline{x}(t) \cdot \underline{y}(t + \tau)^* \quad (2.17)$$

Dabei ist das Abtasttheorem einzuhalten ([WOSCHNI 1990]). Ist das Signal zeitbegrenzt, wird die Sample Anzahl für hohe Zeitlags  $\tau$  immer kleiner.

Das Zeichen \* bezeichnet hierbei die komplexe Konjugation. Die vollständige Berechnung der Korrelation ist rechenintensiv und für die Signalverarbeitung am Radar meist nicht notwendig. Für die Signalverarbeitung im Zeitbereich genügt in der Regel die Berechnung bis zum Zeitlag  $\tau = 2$ .

Der Korrelationskoeffizient beschreibt den linearen Zusammenhang von Signalen. Er nimmt Werte zwischen +1 und -1 an, was einem vollständig positiven bzw. negativen Zusammenhang ausdrückt. Allgemein gilt:

$$\text{Kor}(X, Y) = \frac{\text{Cov}(X, Y)}{\sqrt{\text{Var}(X)} \cdot \sqrt{\text{Var}(Y)}} \quad (2.18)$$

Cov steht für die Kovarianz und Var für die Varianz des Signals.

Der empirische Korrelationskoeffizient berechnet sich für Messreihen zu:

$$\text{Kor}(X, Y) = \frac{\frac{1}{n} \sum (x_i - \bar{x}) \cdot (y_i - \bar{y})^*}{\sqrt{\frac{1}{n} \sum (x_i - \bar{x})^2} \cdot \sqrt{\frac{1}{n} \sum (y_i - \bar{y})^2}} \quad \text{mit } x_i \in X \quad (2.19)$$

$\bar{x}$  entspricht hierbei dem arithmetischen Mittelwert aller  $x_i$ . Für komplexe Werte entspricht die Phase der Korrelation also der mittleren Phasendifferenz zwischen den Größen.

## 2.5 Radargrundlagen

Radar ist die Abkürzung für „**R**adio **D**etection and **R**anging“. Dabei handelt es sich um eine Technologie, Objekte mittels elektromagnetischer Wellen (EM-Wellen) zu erkennen. Dabei wird ausgenutzt, dass EM-Wellen an verschiedenen Objekten reflektiert werden. Eine vom Radargerät ausgesendete Welle (Primärsignal) kann also zum Teil wieder beim Radargerät als Echo ankommen. Dieses Signal enthält Informationen (Streuparameter) vom betrachteten Objekt, die ausgewertet werden können. Auf dieser Basis haben sich für verschiedene Anwendungsfälle unterschiedliche Radarsysteme entwickelt.

Man unterscheidet monostatische und bistatische Radare. Beim ersteren befindet sich Sender und Empfänger am gleichen Ort. Bistatische Radare haben Empfänger an verschiedenen Stellen und können somit auch Echos empfangen, die in verschiedene Richtungen gestreut werden. Somit können ebenfalls Geschwindigkeiten bestimmt werden, die in diese Richtung verlaufen.

Beim FMCW-Radar (frequenzmoduliertes Dauerstrichradar) wird ständig gesendet und empfangen. Eine Entfernungserkennung ist möglich, indem die Sendefrequenz moduliert wird. Beim Impulsradar wird hingegen nach einem kurzen Sendeimpuls auf Empfangen umgeschaltet und auf ein Echo gewartet. Dabei kann aus der Laufzeit die Entfernung bestimmt werden. Synthetische Apertur Radare nutzen zusätzlich Phaseninformationen um aus verschiedenen Blickwinkeln oder Zeitpunkten eine höhere Auflösung zu errechnen.

Bei Dopplerradaren wird die Frequenzverschiebung durch den Dopplereffekt genutzt um die radiale Geschwindigkeit des Ziels zu bestimmen. Polarimetrische Radare wiederum können definierte Polarisierungen senden und empfangen um Aussagen zu den Polarisierungseigenschaften des Ziels zu machen. Das hier betrachtete POLDIRAD gehört zu den polarimetrischen Puls-Dopplerradaren.

### 2.5.1 Impulsradar

Ein Pulsradar sendet im Abstand der Impulswiederholzeit  $PRT = \frac{1}{PRF}$  (PRF: Impulswiederhol-frequenz) einen Impuls mit der Länge  $\tau$ . Ein Teil dieser Sendeenergie gelangt dabei in den Empfangskanal, das sogenannte Sendeleck („transmitter leakage“). Der folgende „main bang“ entsteht durch sehr nahe Ziele, wie z.B. Bodenechos aus der Haupt- oder auch der Nebenneule der Antenne. Diese Signale sind normalerweise uninteressant. Das gewünschte Zielecho setzt sich dahinter mehr oder weniger deutlich vom vorhandenen Rauschboden ab (Bild 2.1).

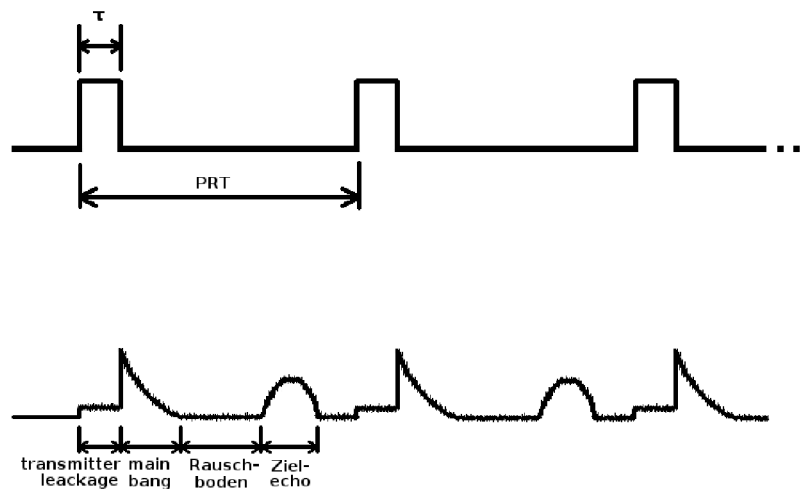


Abbildung 2.1: Send- und Empfangssignale eines Impulsradars

### 2.5.2 Aufbau eines Radars

Der prinzipielle Aufbau eines Dopplerradars ist in Bild 2.2 dargestellt. Der Sender besteht beim POLDIRAD aus dem Impulsmodulator und dem eigentlichen Transmitter. Es handelt sich dabei um ein Magnetronsystem, welches die Kohärenz erst beim Empfang herstellt. Der erzeugte hochfrequente Sendeimpuls  $f_0$  wird zur Antenne geleitet und abgestrahlt. Wird in Ausbreitungsrichtung

ein Objekt beleuchtet wird ein Teil der Energie zurückgeworfen und erfährt bei bewegten Objekten eine Frequenzänderung  $f_d$  durch den Dopplereffekt. Das an der Antenne empfangene Signal geht an einem rauscharmen Verstärker (LNA: Low Noise Amplifier). Ein stabiler lokaler Oszillator (STALO) dient zum Heruntermischen des Signals auf eine Zwischenfrequenz  $f_{ZF}$ . Er schwingt auf der Senderfrequenz  $f_0$  plus der gewählten Zwischenfrequenz (superheterodynes Prinzip) und kann in einem gewissen Bereich nachgeführt werden. Dieser STALO wird auch dazu benutzt einen Teil des Sendeimpulses herunterzumischen und seine Phaseninformation im COHO (kohärenter Oszillator) zu speichern. Das Empfangssignal wird bei der Zwischenfrequenz nochmals verstärkt und geht zu einem I/Q-Detektor, der mit Hilfe des COHOs das Signal phasenrichtig detektiert und ins Basisband herunter gemischt. Die Kohärenz ist hergestellt. In den I- (Inphase) und Q- (Quadraturphase) Signalen ist nun die Dopplerfrequenz überlagert und kann ausgewertet werden.

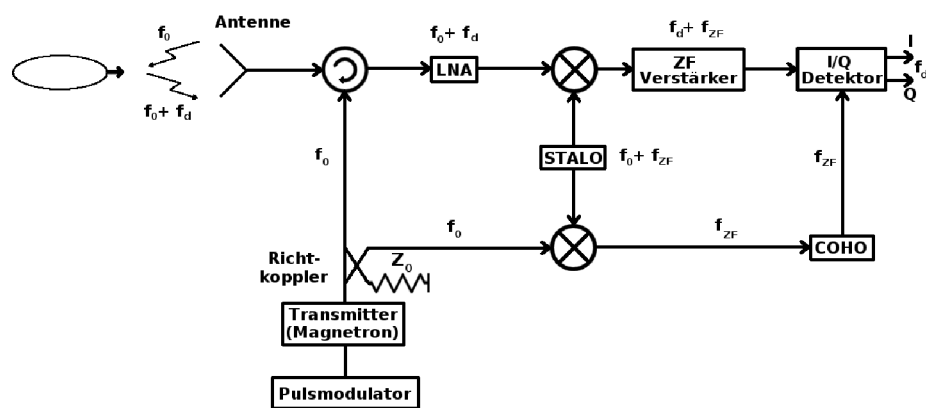


Abbildung 2.2: Blockschaltbild eines Dopplerradars

Moderne Radarsysteme besitzen keinen COHO mehr. Dort wird das Signal direkt bei der Zwischenfrequenz digitalisiert. Das Mischen ins Basisband entfällt. Dadurch ist ein geringeres Phasenrauschen zu erreichen. Die Synchronisierung mit dem Sendeimpuls wird digital hergestellt, genauso wie die Bandpass-Filterung des Eingangssignals.

### 2.5.3 Arbeitsweise und Aufnahmestrategien

Ein Wetterradar sendet üblicherweise einen Impuls aus und zeichnet in konstanten Abständen das Echo auf (Sampling). Mehrere dieser Impulse werden zu einem Ray für die Verarbeitung zusammengefasst, wobei Samples aus der gleichen Entfernung gemeinsam betrachtet werden (sog. Bin oder Gate). Für jedes dieser Bins werden dann bei der Verarbeitung die fertigen Produkte z.B. Reflektivität, Dopplergeschwindigkeit usw. berechnet. Bei einer Aufnahme (Scan) kann sich die Antenne unterschiedlich bewegen. Dreht sie sich nur in Azimutrichtung, d.h. nur die Himmelsrichtung ändert sich, erhält man einen PPI (plan position indicator). Ändert sie nur die Höhe, in die die Antenne schaut, (Elevationsänderung) erhält man ein RHI (range height indicator). Aus diesen grundlegenden Scan Arten können dann weitere Darstellungsarten wie z.B. ein CAPPI (constant altitude PPI) oder ein gesamtes 3D-Volumen zusammengesetzt werden. Gleichartige Scans werden

beim POLDIRAD zu Stürmen (Storms) zusammengefasst. Nicht alle Scan-Parameter können unabhängig von einander eingestellt werden. Mit der Pulswiederholfrequenz (PRF) ist die maximale Eindeutigkeitsbereich festgelegt (Abschnitt 2.5.4). Der Duty-Cycle gibt an, wie viel Zeit gesendet werden darf, damit das Magnetron noch funktioniert. Damit ist das Verhältnis zwischen PRF und Pulslänge festgelegt.

## 2.5.4 Radargleichung

### Punkt-Ziel-Gleichung

Die Punkt-Ziel-Gleichung bildet die mathematische Grundlage für die Beschreibung eines Radars für ein einzelnes punktförmiges Ziel. Demnach nimmt die empfangene Leistung von einem Streuer mit der vierten Potenz der Entfernung ab.

$$P_r = \underbrace{\frac{P_t}{4\pi R^2}}_{\text{isotrope Antenne}} \cdot G \cdot \sigma \cdot \frac{1}{4\pi R^2} \cdot \underbrace{\frac{G \cdot \lambda^2}{4\pi}}_{\text{wirksame Antennenoberfläche}} = \underbrace{\frac{P_t \cdot G^2 \cdot \lambda^2}{(4\pi)^3}}_{\text{Radarkonstante}} \cdot \frac{\sigma}{R^4} \quad (2.20)$$

- $P_r$  empfangene Leistung  
 $P_t$  gesendete Leistung  
 $R$  Entfernung vom Ziel  
 $G$  Antennengewinn  
 $\sigma$  Rückstreuquerschnitt  
 $\lambda$  Wellenlänge des Radars

Der Rückstreuquerschnitt ist sowohl frequenzabhängig als auch von der Geometrie des Streuers und der Polarisation abhängig. Für eine perfekt leitende Kugel mit Radius  $r$  können die Streueigenschaften berechnet werden.

1. optischer Bereich ( $r \gg \lambda$ ): Für diesen Fall ist der Rückstreuquerschnitt fast gleich dem geometrischen Querschnitt der Kugel.
2. Mie-/Resonanzstreuung [MIE 1908] ( $r \approx \lambda$ ): Dieser Bereich ist gekennzeichnet durch eine Überlagerung der direkten Reflexion mit einer durch Beugung um das Objekt geführte „kriechende“ Welle.
3. Rayleigh-Streuung ( $r \ll \lambda$ ): Dieser Bereich ist der Bedeutende für Hydrometeore beim POLDIRAD. Der Rückstreuquerschnitt nimmt mit der 6. Potenz der Größe des Partikels zu.

### Volumen-Ziel-Gleichung

Für Wetterradare ist die Volumen-Ziel-Gleichung entscheidend. Sie ergibt sich aus der Punkt-Ziel-Gleichung, wenn nicht ein Streuer mit dem Rückstreuquerschnitt  $\sigma$  angenommen wird, sondern ein Volumen mit vielen gleichartigen Streuern.

$$\sigma = \sum_i \sigma_i \quad (2.21)$$

$$\eta = \frac{1}{V} \cdot \sum_V \sigma_i \quad (2.22)$$

$\sigma_i$  ist dabei der Rückstreuquerschnitt pro Teilchen und  $\eta$  die Radarreflektivität (in  $\frac{m^2}{m^3}$ ). Für sehr kleine Öffnungswinkel  $\theta$  (in Radiant) ergibt sich das beleuchtete Volumen zu:

$$V = \frac{\pi R^2 \theta^2}{4} \cdot \frac{c\tau}{2} \quad (2.23)$$

Da die Leistung im Radarstrahl gaußverteilt ist, wird noch eine Korrektur von  $2 \cdot \ln 2$  im Nenner eingefügt ([PROBERT-JONES 1962]). Die Gleichung hat nun folgende Form:

$$P_r = \frac{P_t G^2 \lambda^2 \theta^2 c \tau \eta}{1024 \ln 2 \pi^2 R^2} \quad (2.24)$$

Für die Anwendung im Wetterradar wird der Niederschlag als Rayleigh-Streuer angenommen und als Kugel approximiert.

$$\sigma = \frac{\pi^5 \cdot |K|^2 \cdot D^6}{\lambda^4} \quad (2.25)$$

Dabei ist  $D$  der Durchmesser eines Niederschlagpartikels und  $|K|^2$  ein dielektrischer Faktor (normalerweise wird Wasser vorausgesetzt). Insgesamt ergibt sich so:

$$P_r = \frac{P_t \cdot G^2 \cdot \pi^3 \cdot \theta^2 \cdot c \cdot \tau \cdot |K|^2 \cdot \sum_{vol} D^6}{1024 \cdot \ln 2 \cdot \lambda^2 \cdot R^2} \quad (2.26)$$

Diese Formel enthält die Summation der Durchmesser der Hydrometeore in der 6. Potenz ( $\sum_{vol} D^6$  in  $\frac{mm^6}{m^3}$ ). Der Ausdruck entsteht aus Gleichung (2.25) und (2.22).

### Minimal detektierbares Signal und maximale Entfernung

Das kleinste noch erkennbare Signal ( $P_{MDS}$ , Power of minimal detectable signal) ist ein Gütezeichen für ein Radar. Es ergibt sich aus dem minimalen Signal-Rausch-Abstand  $SNR_{min}$ , der Boltzmann Konstante  $k$ , der Rauschtemperatur  $T$  und der Bandbreite des Empfängers  $B$  zu:

$$P_{MDS} = SNR_{min} \cdot k \cdot T \cdot B \quad (2.27)$$

Beim POLDIRAD ist  $P_{MDS} \approx -108dBm$  (siehe Anhang Tabelle B.4).

Setzt man diese Leistung als Empfangsleistung in die Punkt-Ziel-Gleichung (2.20) ein und stellt sie nach der Entfernung  $R$  um, so erhält man die maximale Entfernung in der man ein Punktziel noch detektieren kann.

$$R_{max} = \left( \frac{P_t \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma}{(4\pi)^3 \cdot P_{MDS}} \right)^{\frac{1}{4}} \quad (2.28)$$

### Auflösungsvermögen und Eindeutigkeitsbereich

Das Auflösungsvermögen in Azimut und Elevation entspricht dem Öffnungswinkel der Antenne ( $\sim 1^\circ$  beim POLDIRAD) in der betrachteten Entfernung. In Entfernungsrichtung ist die Impulsdauer  $\tau$  ausschlaggebend. Es ergibt sich  $\frac{c \cdot \tau}{2}$ . Der eindeutige Dopplergeschwindigkeitsbereich ergibt sich, wenn man bedenkt, dass sich die Phase des Ziels zwischen zwei Sendeimpulse nicht mehr als  $\pm\pi$  ändern darf, um eindeutig zu bleiben. Es lässt sich zeigen, dass

$$v_{r_{max}} = \pm \frac{PRF \cdot \lambda}{4} \quad (2.29)$$

gilt.

Der eindeutige Entfernungsbereich ergibt sich ebenfalls aus der Impulswiederholfrequenz. Sie muss so hoch sein, dass der Sendeimpuls die gewünschte Entfernung zweimal (Hin- und Rückweg) durchlaufen kann.

$$R_u = \frac{c}{2 \cdot PRF} \quad (2.30)$$

Daraus ergibt sich das sogenannte Doppler-Range-Dilemma, weil sowohl der eindeutige Dopplerbereich als auch der eindeutig Entfernungsbereich von der Impulswiederholfrequenz abhängen.

$$v_{r_{max}} \cdot R_u = \frac{c \cdot \lambda}{8} \quad (2.31)$$

### 2.5.5 Polarimetrisches Radar

Ein polarimetrisches Radar kann Wellen mit definierter Polarisation senden und empfangen. Es haben sich mehrere Schemata als sinnvoll erwiesen.

lineare Basis:

- LDR-Mode: Es wird horizontal gesendet und sowohl horizontal als auch vertikal empfangen. Es stellt eine einfache Variante dar, die Depolarisation zu messen.
- Alternating-Mode, S-Matrix-Mode, Switching-Mode oder HV-Mode [BRINGI und CHANDRASEKAR 2001, Kap. 6]: Es werden horizontal und vertikal polarisierte Wellen nacheinander ausgesendet und jeweils horizontal und vertikal empfangen. Damit ist eine Bestimmung der kompletten Streumatrix möglich. Der zur Sendepolarisation passende Empfangskanal wird kopolarer Kanal genannt, der orthogonale Kanal ist der Kreuzpolare.
- Hybrid-Mode, STAR-Mode [SCOTT et al. 2001]: Es wird mit  $45^\circ$  oder  $135^\circ$  linear polarisiert (gleiche Leistung im H- und V-Kanal) gesendet und sowohl horizontal und vertikal empfangen. Es ist eine technisch robuste Alternative zum Alternating-Mode. Die Empfangskanäle enthalten aber immer auch die depolarisierten Anteile der anderen Polarisation.

andere Basis:

- Rechts-/Linkszirkular: Es werden zirkular polarisierte EM-Wellen als Basis genutzt. Dieses Schema wird beim POLDIRAD selten verwendet und nicht weiter betrachtet.

### 2.5.6 Das POLDIRAD

Das POLDIRAD ist im Grunde wie jedes polarimetrische Radar aufgebaut, besitzt jedoch auch einige Besonderheiten. Die Spezifikation ist in Anhang B zu finden.

#### Mess- und Verarbeitungsmodi

Am POLDIRAD werden mehrere Mess- und Verarbeitungsmodi verwendet. Als Messmodi unterscheidet man zwischen „Fixed-Polarisation“, bei der nur eine Polarisation gesendet bzw. empfangen wird und „Fast-Switching“, bei der von Puls-zu-Puls umgeschaltet wird. Bei der Verarbeitung können drei Stufen gewählt werden. Im Produktmodus werden fertige Kenngrößen berechnet, wie z.B. Dopplergeschwindigkeit, Reflektivitäten, Spektrale Breite usw.. Im Summenmodus wird nur die Korrelation der einzelnen Samples durchgeführt, aber keine Produkte daraus berechnet. Im Zeitreihen-Modus wird auch dieser Schritt nicht durchgeführt und die reinen unverarbeiteten Samples gespeichert. Dabei entstehen große Datenmengen, bei denen die Architektur an ihre Grenzen stößt. Zeitreihen sind daher langsamer als die anderen Aufzeichnungsarten, was dazu führen kann, dass nicht kontinuierlich aufgezeichnet wird, sondern zwischen zwei Rays eine Aufnahmepause zum Speichern der Daten entsteht.

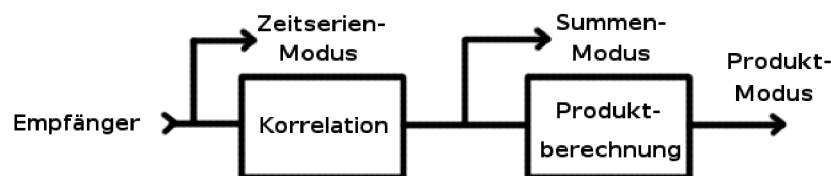


Abbildung 2.3: Verarbeitungsschema

#### Polarisationsnetzwerk und Müller-Mode

Eine Besonderheit des POLDIRAD ist sein Polarisationsnetzwerk (Abbildung 2.4). Damit können beliebige Polarisationszustände eingestellt werden und von Puls zu Puls und von Senden zu Empfangen umgeschaltet werden.

Das Netzwerk wird vor jedem Scan konfiguriert, indem für jede Polarisation die dazugehörigen Spannungswerte für die Phasenschieber in RAMs (Random Access Memory) gespeichert werden. Diese Spannungswerte werden vom Benutzer als sogenannte Command States ausgewählt, die für Standardpolarisationen ausgemessen werden. Während der Messung werden die Spannungen nur noch ausgewählt. Dies geschieht im Standardfall über zwei Leitungen. Die RX/TX-Leitung wählt die Sende- bzw. Empfangseinstellungen für das Netzwerk und die Leitung P1/P2 dient zu Unterscheidung von 2 Polarisationen.

Bei der Verwendung von mehr als 2 Polarisationen (Müller-Mode) waren zwei Schemata vorgesehen, eine Ray-zu-Ray-Weiterschaltung und eine Puls-zu-Puls-Weiterschaltung. Beides geschah über einen internen Zähler. Für den ersten Fall war eine Ray-Leitung vorgesehen, die aber im jetzigen Ausbau nicht mehr vorhanden ist. Die Puls-Weiterschaltung arbeitet mit dem P1/P2-Signal



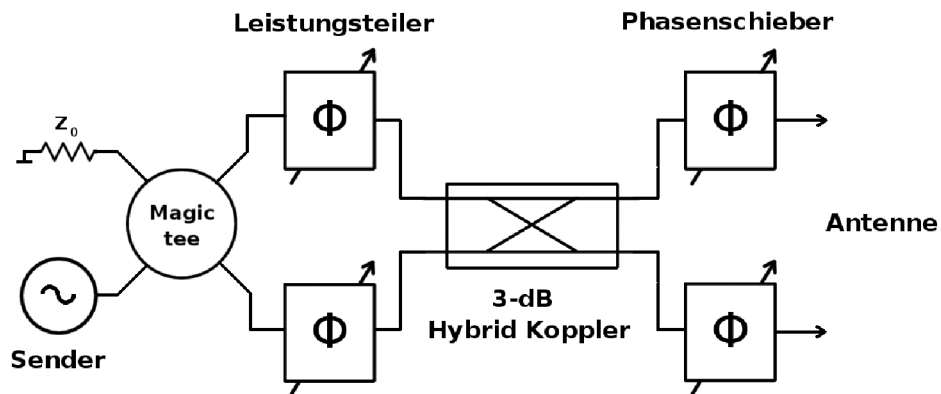


Abbildung 2.4: Schema des Polarisationsnetzwerks

und das Ray-Signal wurde zum Rücksetzen des Zählers verwendet. Damit war sichergestellt, dass jeder Ray mit der gleichen Polarisation startet.

Die aktuellen digitalen Signalprozessoren (DSPs) wissen im Grunde nichts von Polarisationen, sondern korrelieren im Schaltmodus nur die geraden bzw. ungeraden Impulse getrennt. Somit ist das Prozessieren von mehr als zwei Polarisationen nicht sinnvoll und Messungen mit mehr als zwei Polarisationen nur im Zeitreihenmodus sinnvoll (Abbildung 2.3). Auch ist der Müller-Modus im Bedienprogramm nicht mehr vorgesehen, durch direkte Kommunikation mit dem Radar-Programm aber durchaus verwendbar.

Zusammenfassend ist zu sagen, dass Scans mit mehr als zwei Polarisationen, trotz dessen, dass es nicht mehr vorgesehen ist, möglich sind. Allerdings sind Einschränkungen hinzunehmen:

- Man muss direkt mit dem Radar-Prozess kommunizieren.
- Man kann nur die Puls-zu-Puls-Umschaltung verwenden.
- Der Polarisationszähler wird nie synchronisiert. Dadurch ist eine eigene Synchronisierung z.B. über eine „auffällige“ Polarisationseinstellung („Anker“) notwendig.
- die Messung ist nur im Zeitreihen-Modus sinnvoll, bei dem die komplette Verarbeitung im nachhinein (offline) geschehen muss.

Zum genaueren Funktionsprinzip des Polarisationsnetzwerks siehe auch [SCHROTH et al. 1988].

## Empfänger

Am POLDIRAD gibt es zwei Typen von Empfängern. Zum einen gibt es logarithmische Empfänger mit einem großen Dynamikbereich von  $\approx 80\text{dB}$  sowie lineare Empfänger mit  $\approx 60\text{dB}$  Dynamikbereich für die Phaseninformation. Für die Daten der logarithmischen Empfänger wird zur Unterscheidung das Formelzeichen  $P_{XX}$  verwendet, für die linearen Empfänger hingegen  $S_{XX}$ . Das

erste X steht dabei für die Empfangspolarisation und das Zweite für die Sendepolarisation. Auf eine automatische Anpassung der Verstärkung über die Entfernung (AGC: automatic gain control) für die linearen Empfänger wird verzichtet. Allerdings kann durch eine Vorspannung der Empfangsbereich von Messung zu Messung geändert werden.

Aus den logarithmischen Empfängern werden die Reflektivitäten berechnet. Dazu wird eine Kalibrierungskurve mit der eingebauten Signalquelle aufgenommen und anschließend parametrisiert.

Die linearen Empfänger werden zur Bestimmung der Phaseninformationen verwendet. Daher wird auch keine Offsetkorrektur verwendet. Aus den einzelnen I,Q-Wertepaaren werden Korrelationen berechnet, die in diesem Dokument folgenden Aufbau haben.

$$\mathbf{R}_{P_{1Rx}P_{1Tx}P_{2Rx}P_{2Tx}}(\text{lag}) \quad (2.32)$$

Also z.B.  $R_{XYYX}(1)$  für die Korrelation von Y-Senden und X-Empfangen mit X-Senden und Y-Empfangen bei Zeitlag 1. X und Y steht dabei für die im jeweiligen Schema verwendeten Polarisationen z.B. H und V.

### Kalibrierungseinheit

Zum Testen des Radars wurde vorgesehen, dass man ein Kalibrierungssignal zwischen Horn und Polarisationsnetzwerk einspeisen kann. Es wird durch Hochmischen des STALO- mit dem COHO-Signal erzeugt. Zusätzlich kann das Signal in seiner Amplitude gedämpft werden. Es wird zurzeit hauptsächlich dafür genutzt eine Kalibrierungskurve für den logarithmischen Empfänger zu erzeugen. Viele weitere Verwendungszwecke sind aber denkbar (z.B. Vermessung der linearen Empfänger oder des Polarisationsnetzwerks).

## Kapitel 3

### Signalverarbeitung und Radarprodukte

Die Generierung der meisten Radarprodukte geschieht beim POLDIRAD (Stand 2002-2008) im Zeitbereich durch Korrelation der Messwerte der linearen Empfänger. Die Berechnung ist für den alternierenden H/V-Modus ausgelegt. Dabei ist zu beachten, dass nur jedes zweite Sample die gleiche Polarisation hat.

$$R_{XXXX}(0) = \frac{1}{M} \sum_{n=1}^M \underline{S_{XX}}(n) \cdot \underline{S_{XX}}^*(n) \quad (3.1)$$

$$\underline{R_{XYY}}(1) = \frac{1}{M-1} \sum_{n=1}^{M-1} \underline{S_{XX}}(n) \cdot \underline{S_{YY}}^*(n+1) \quad (3.2)$$

$$\underline{R_{XXX}}(2) = \frac{1}{M-2} \sum_{n=1}^{M-2} \underline{S_{XX}}(n) \cdot \underline{S_{XX}}^*(n+2) \quad (3.3)$$

#### 3.1 Effektive Reflektivität

Die effektive Reflektivität ist eines der wichtigsten Kenngrößen für Wetterradare. Sie gibt die Intensität der Reflexion des Radarstrahls in einem Volumen an. Wegen des nötigen hohen Dynamikbereichs werden die logarithmischen Empfänger des Radars verwendet. Die Umrechnung der Empfangsleistung in die Reflektivität geschieht mittels der Volumen-Ziel-Gleichung (2.26). Das heißt es wird ein verteiltes Ziel vorausgesetzt, wobei die Durchmesser der Partikel mit der 6. Potenz eingehen.

Die Samples werden beim POLDIRAD mit Hilfe einer separat aufzunehmenden Eichkurve (siehe Abschnitt 2.5.6) korrigiert. Dadurch wird der Systemeinfluss ausgeglichen und eine höhere Genauigkeit der Messwerte erreicht. Anschließend werden die Samples gemittelt und noch mit der quadratische Entfernungskorrektur  $R^2$  (Range-Normalisierung) und der Radarkonstante  $C_R$  multipliziert:

$$z_{XY} = \frac{\pi^5 |K|^2}{\lambda^4} \sum_{vol} D^6 = \underbrace{\frac{1024 \cdot \ln 2 \cdot \lambda^2}{P_t \cdot G^2 \cdot \pi^3 \cdot \theta^2 \cdot c \cdot \tau \cdot |K|^2}}_{C_R} \cdot R^2 \cdot P_{XY} \quad (3.4)$$

Der Radarreflektivitätsfaktor  $z_{XY}$  ist eine lineare Größe. Wegen des großen Wertebereichs wird gern der logarithmische Wert  $Z_{XY}$  (in  $dBZ$ ) verwendet. In der aktuellen Literatur wird dieser Wert oft auch einfach Radarreflektivität genannt. Damit ist nicht  $\eta$  (siehe Gl. (2.22)) gemeint!

Zu beachten ist, dass die berechnete Reflektivität einige Annahmen enthält (vgl. Volumen-Ziel-Gleichung, Abschnitt 2.5.4). So ist der Wert z.B. bei Bodenechos nicht korrekt ist. Deshalb wird bei Messwerten auch gern von effektiver Radarreflektivität gesprochen.

### 3.2 Differenzielle Reflektivität

Die differenzielle Reflektivität gibt das Verhältnis zwischen horizontaler und vertikaler Reflektivität und damit das Höhen-Breiten-Verhältnis der Partikel an. Sie wird ebenfalls aus den logarithmischen Empfängern berechnet, wobei hier X horizontal entspricht und Y vertikal.

$$Z_{dr} = 10 \cdot \log \frac{\langle |P_{XX}|^2 \rangle}{\langle |P_{YY}|^2 \rangle} \quad (3.5)$$

### 3.3 Lineares Depolarisationsverhältnis

Das lineare Depolarisationsverhältnis (LDR) gibt die depolarisierenden Eigenschaften des Mediums wieder. Depolarisation entsteht z.B. bei Hydrometeoren, deren Hauptachse zur Sendepolarisation gedreht ist. Teile der Sendeenergie werden dabei mit der orthogonalen Polarisation reflektiert. Für den alternierenden Modus definiert sich LDR mit  $X \hat{=}$  horizontal und  $Y \hat{=}$  vertikal zu:

$$LDR_{YX} = 10 \cdot \log \frac{\langle |P_{YX}|^2 \rangle}{\langle |P_{XX}|^2 \rangle} \quad (3.6)$$

### 3.4 Differenzielle Phase

Durchläuft der Radarstrahl die Atmosphäre mit unterschiedlichen Polarisierungen, erfährt er auch unterschiedliche Ausbreitungseffekte. Der Unterschied zwischen der Phase bei vertikaler und horizontaler Polarisation wird  $\phi_{DP}$  genannt.

$$\Phi_{DP} = \Phi_v - \Phi_h = \frac{1}{2} \arg(R_{VVHH}(1) - R_{HHVV}(1)) = \phi_{DP} + \delta \quad (3.7)$$

Der gemessene Phasenunterschied  $\Phi_{DP}$  enthält sowohl die differenzielle Ausbreitungsphase  $\phi_{DP}$  als auch die Rückstreuphase  $\delta$ , die für Rayleigh-Streuung zu 0 wird.

Sinnvoll ist ebenfalls die Ableitung von  $\phi_{DP}$  nach der Entfernung. Es wird als spezifische differenzielle Phase (KDP) bezeichnet. Es gibt die Änderung von  $\phi_{DP}$  über die Entfernung an.

### 3.5 Dopplergeschwindigkeiten

Bei der Dopplergeschwindigkeit handelt es sich um eine Frequenzänderung aufgrund einer relativen Bewegung der Objekte zueinander. Bewegt sich ein Objekt auf das Radar zu, erhöht sich die gemessene Frequenz. Im Zeitbereich macht sich dies durch eine Phasenänderung zwischen zwei Sendepulsen bemerkbar. Ist die Geschwindigkeit zu hoch, kann sich die Phase zwischen zwei Impulsen um mehr als  $360^\circ$  ändern. Sie ist dann nicht mehr eindeutig zu unterscheiden. Diesen Effekt nennt man Faltung.

Die Geschwindigkeit zwischen zwei Pulsen kann aus der Phase mittels

$$v = -\frac{\lambda \cdot 2 \cdot PRF}{4\pi} \arg(R_{XXXX}(2)) \quad (3.8)$$

bestimmt werden.

Im HV-Modus ist zu beachten, dass sich die Sendepolarisation zwischen zwei Impulse ändert und dadurch die Ausbreitungseigenschaften. Auch sind die Streueigenschaften des Ziels polarisationsabhängig. Eine einfache und sinnvolle Geschwindigkeitsbestimmung ist nur zwischen gleichen Polarisationen möglich, wobei sich die effektive PRF und damit der Eindeutigkeitsbereich halbiert (siehe Abschnitt 2.5.4).

Daher kann es sinnvoll sein, die Dopplergeschwindigkeit auch zwischen zwei Impulsen mit unterschiedlicher Polarisation zu berechnen um einen größeren eindeutigen Bereich zu erhalten. Dabei ist zu beachten, dass bei dem gemessenen Phasenwinkel auch die differenzielle Phase  $\phi_{DP}$  und die Differenz der Rückstreuphase für horizontale und vertikale Polarisation des beleuchteten Objekts enthalten sind ([HOLT und TAN 1992]). Bei leichtem Regen sind diese Anteile vernachlässigbar. Im Hagel ist  $\phi_{DP} \gg 0$  und an Bodenechos sind die Rückstreuwinkel für H und V stark unterschiedlich, sodass die Dopplergeschwindigkeit nach

$$v = -\frac{\lambda \cdot 1 \cdot PRF}{4\pi} \cdot \frac{(\arg(R_{XXYY}(1)) + \arg(R_{YYXX}(1)))}{2} \quad (3.9)$$

nicht gültig ist ([ZAHRAI und ZRNIC 1993]).

### 3.6 Spektrale Breite

Die spektrale Breite ist unter anderem ein Maß für die Turbulenz und Scherung im Volumen. Es entspricht der Dekorrelation der Teilchen. Nimmt man ein Gaußspektrum an, kann die spektrale Breite aus zwei Korrelationskoeffizienten berechnet werden, wobei sich nur ein Faktor ändert. Für das nullte und erste Zeitlag ergibt sich die Varianz zu:

$$\sigma_{XY} = 2 \ln \left( \frac{R_{XXXX}(0)}{|R_{XXYY}(1)|} \right) \quad (3.10)$$

Für  $R_{XXYY}(1)$  und  $R_{XXXX}(2)$  wird aus dem Faktor 2 einfach ein  $\frac{2}{3}$ .

Im POLDIRAD wird die Varianz standardmäßig aus  $R_{XXXX}(0)$  und  $R_{XXXX}(2)$  berechnet. Hier ergibt sich der Vorfaktor zu  $\frac{1}{2}$ .

$$\sigma_{XX} = \frac{1}{2} \ln \left( \frac{R_{XXXX}(0)}{|R_{XXXX}(2)|} \right) \quad (3.11)$$

Die spektrale Breite ergibt sich aus der Varianz zu:

$$W_{XY} = \frac{\lambda \cdot PRF}{4\pi} \cdot \sqrt{\sigma_{XY}} \quad (3.12)$$

### 3.7 Kopolarer Korrelationsfaktor

Der kopolare Korrelationsfaktor ist Maß für die Vielfalt der Hydrometeorformen im Pulsvolumen. Er ist wie folgt definiert:

$$|\rho_{HV}(0)| = \frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\underline{S}_{HH} \cdot \underline{S}_{VV}^*|}{\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\underline{S}_{HH}|^2 \cdot \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |\underline{S}_{VV}|^2}} \quad (3.13)$$

Diese Berechnung ist nur im Hybrid-/STAR-Modus anwendbar. An Bodenzielen ist zu beachten, dass es zu Übersprechen aufgrund der starken Depolarisation am Ziel kommt. Der horizontale Kanal enthält also auch den depolarisierten Anteil des vertikalen Kanals und umgekehrt.

Im alternierenden Modus ist im Kreuzkanal meist zu wenig Leistung (nur depolarisierter Anteil) um eine sinnvolle Korrelation zu ermöglichen. Der Anteil der Rauschleistung würde die Korrelation degenerieren. Daher gibt es mehrere Algorithmen zur Berechnung von  $\rho_{HV}$  in diesem Modus ([LIU et al. 1994]):

- Alternierender Schätzer

Unter der Annahme eines Gaußspektrums (nicht gültig für Bodenechos!) kann  $\rho_{HV}(0)$  aus  $\rho_{HV}(1)$  und  $\rho_{HV}(2)$  zurückgerechnet werden.

$$|\rho_{HVA}(0)| = \frac{\rho_{HV}(1)}{[\rho_{HV}(2)]^{0.25}} \quad (3.14)$$

Dieser wird auch im POLDIRAD verwendet.

$$\rho_{HV_X}(0) = \frac{1}{2} \frac{\left| \frac{R_{XXYY}(1)}{\sqrt{R_{XXXX}(0) \cdot R_{YYYY}(0)}} + \frac{R_{YYXX}(1)}{\sqrt{R_{XXXX}(0) \cdot R_{YYYY}(0)}} \right|}{\sqrt{\frac{R_{XXXX}(0)}{R_{XXXX}(2)}}} \cdot \sqrt[4]{\frac{R_{XXXX}(0)}{R_{XXXX}(2)}} \quad (3.15)$$

Allerdings ist in der Berechnung leider ein Fehler enthalten. Statt der vierten Wurzel, wird im letzten Faktor nur die zweite Wurzel gezogen. Eine Korrektur ist aber ohne weiteres mit Hilfe der spektralen Breite möglich. Aus ihr kann das Verhältnis  $\frac{R_{XXXX}(0)}{[R_{XXXX}(2)]}$  berechnet werden (siehe Gleichung (3.11)). Die vierte Wurzel dieses Verhältnisses ist der nötige Korrekturfaktor.

- Spektrum Schätzer

Bei dieser Abschätzung werden die nicht vorhandenen Messwerte des Kreuzkanals als 0 angenommen und die Messreihe im Frequenzbereich tiefpassgefiltert. Aus den zurück in den Zeitbereich überführten Werten kann nun analog zu (3.13)  $\rho_{HVF}(0)$  berechnet werden.

- Leistungsschätzer

Da die logarithmischen Kanäle einen größeren Dynamikbereich haben, kann man unter Vernachlässigung der Phase der Samples den Betrag von  $\rho_{HVP}(0)$  aus Gl. 3.15 berechnen.

- LDR

In [SCOTT et al. 2001] ist ein Zusammenhang zwischen  $\rho_{HV}$  und LDR für den alternierenden Modus gegeben, wenn die Welle voll polarisiert ist (Grad der Polarisation ist 1).

$$\rho_{HV} = 1 - 2 \cdot LDR \quad (3.16)$$

### 3.8 Ko-/Kreuzkorrelation

Die Ko-/Kreuzkorrelation wird beim POLDIRAD aus den empfindlicheren logarithmischen Empfängern betragsmäßig berechnet. Sie ist ein Maß für die Ähnlichkeit von Ko- (X) und Kreuzkanal (Y).

$$|\rho_{xX}| = \frac{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |P_{XX}| \cdot |P_{YX}|}{\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |P_{XX}|^2} \cdot \sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n |P_{YX}|^2}} \quad (3.17)$$

### 3.9 Beschreibung eines Beispieldatensatzes

Ein Beispieldatensatz mit Gewitter vom 22.08.2008 im H/V-Modus ist in Abbildung 3.1 gegeben. In der Reflektivität ist schön der Zellkern zu erkennen. Es kommen sehr hohe Reflektivitäten vor, was auf Hagel schließen lässt. Am Boden ist das ZDR leicht positiv. Es scheint Regen zu fallen. Ab etwa 60 km wird das ZDR negativ. Das deutet auf Ausbreitungseffekte hin, womöglich auf Starkregen. Es ist auch der Bereich in dem die Reflektivität sehr groß ist, was die Vermutung bekräftigt, zumal auch das LDR ungewöhnlich hoch wird und die differenzielle Phase sich ändert. Die differenzielle Phase ist etwa  $30^\circ$ , was vom System herrührt. Die hell rosa Bereiche kommen durch unterschiedliche Faltung der Polarisationen zustande und sind systembedingt. Hinter dem Zellkern wird  $\phi_{DP}$  verrauscht, was auf Mehrfachreflexionen in der (Hagel-)Wolke zurückzuführen ist. Dies ist auch in der Dopplergeschwindigkeit zu sehen. Auch sie ist als Phasenprodukt davon betroffen. In der oberen rechten Ecke ist eine Faltung zu sehen. Die sehr hohe Dopplergeschwindigkeit geht in eine entgegen gerichtete über. Das ist der gleiche Bereich, der auch in der differenziellen Phase zu sehen ist. Die Korrelationen brechen hinter dem Zellkern ein. Bei der Ko-/Kreuzkorrelation ist zu beachten, dass sie überhaupt nur verwendbar ist wenn genügend Leistung im Kreuzkanal enthalten ist. In der spektralen Breite ist eine leichte Aufweitung des Spektrums hinter dem Zellkern zu beobachten.

Zwischen 20 km – 35 km ist die Schmelzschicht in einiger Höhe durch das geringere  $\rho_{HV}$  erkennbar. Ab etwa 37 km kommt es in Bodennähe zu einer Degenerierung der Korrelation durch Ausbreitungseffekte hinter dem dortigen Zellkern.

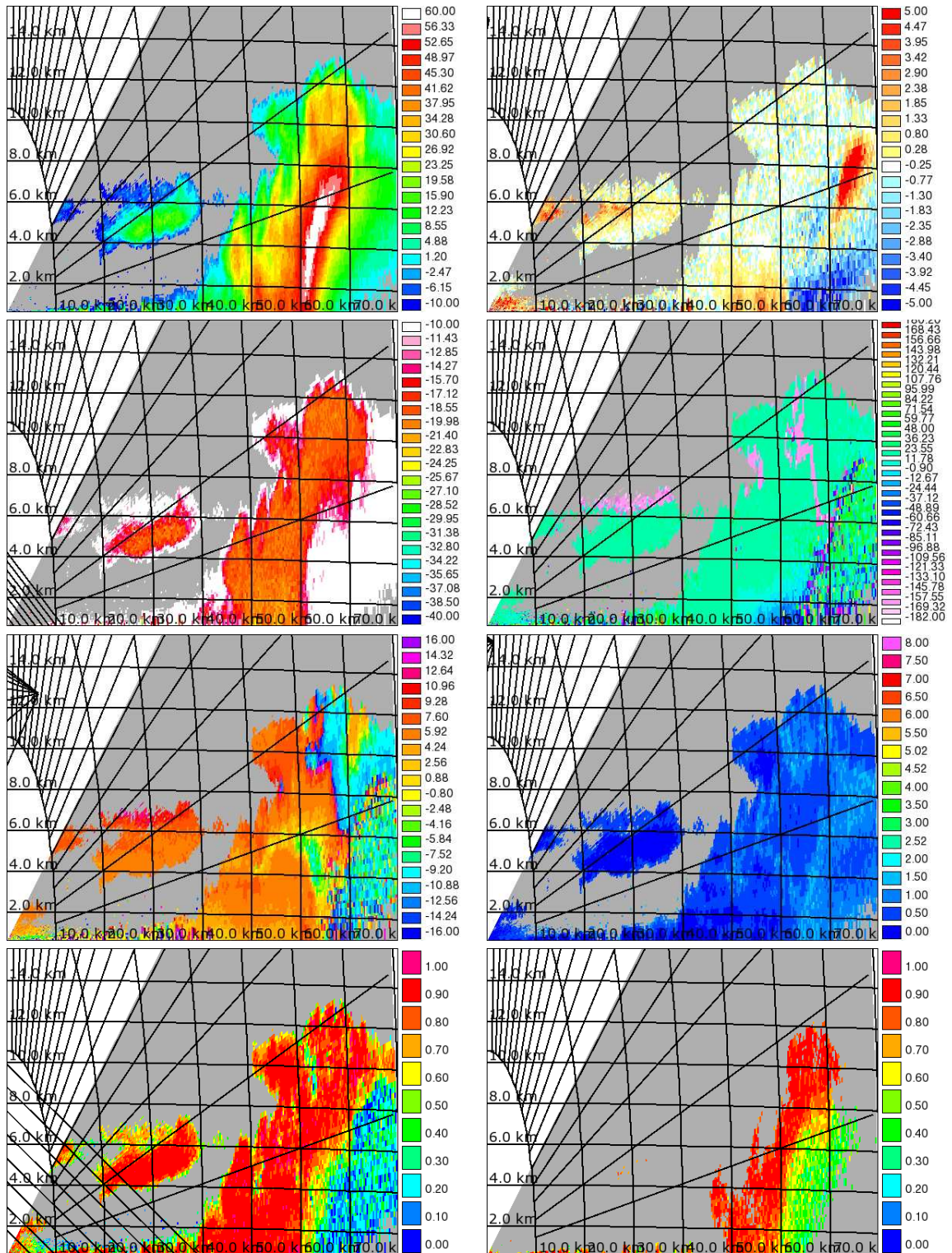


Abbildung 3.1: Beispiel für  $\rho_{HV}$  in einer Gewitterwolke (von oben links: Reflektivität  $Z_{XX}$  in dBZ, differenzielle Reflektivität  $Z_{DR}$  in dBZ, lineares Depolarisationsverhältnis  $LDR$  in dBZ, differenzielle Phase  $\phi_{DP}$  in Grad, Dopplergeschwindigkeit  $V_{XX}$  in  $ms^{-1}$ , spektrale Breite in  $ms^{-1}$ , kopolarer Korrelationskoeffizient  $\rho_{HV}(1)$ , Ko-/Kreuzkorrelation)



## Kapitel 4

# Analyse und Interpretation der Messungen

### 4.1 Messgenauigkeit der Phase

Die Messungenauigkeit der Phase ( $\phi = \arctan \frac{Q}{I}$ ) hat großen Einfluss auf verschiedene Radarprodukte. Die Dopplergeschwindigkeit und die differenzielle Phase werden direkt aus der Phasendifferenz zweier Impulse berechnet. Aber auch für die Berechnung von  $\rho_{HV}$  im Hybrid-Modus ist die Phase notwendig. Es wurde daher versucht die Phasengenauigkeit des Radars mittels zweier Messaufbauten abzuschätzen.

#### 4.1.1 Phasenrauschen im System

Um das Phasenrauschen innerhalb des Systems zu bestimmen wurde das, mit Hilfe des STALO nach oben gemischte, Signal des COHO wieder zwischen Horn und Polarisationsnetzwerk eingespeist (11.09.2008, Storm 5, Scan 8). Das Signal ist viel stärker als ein normales Radarecho und muss daher mit einer STC-Spannung von  $-3\text{ V}$  gedämpft werden. Bei der Messung ist der Einfluss des Horn und des Reflektors nicht enthalten, welcher aber gering sein sollte. Schwerwiegender ist, dass die Genauigkeit bei der Übernahme der Phaseninformation vom Sendeimpuls auf den COHO nicht mit erfasst wird, da das COHO-Signal und nicht der Sendeimpuls eingespeist wird. Die aufgezeichnete Phase von 128 Impulsen je Strahl ist über die Zeit für ein zufälliges Range Bin in Bild 4.1 dargestellt. Bis auf wenige Ausreißer liegen die Phasen innerhalb eines Bereiches von  $0,5^\circ$ . Die Standardabweichung beträgt ca.  $0,18^\circ$ . Ein Grund für dieses Phasenrauschen ist unter anderem Einstreuungen der Motorsignale in die herunter gemischten Empfangskanäle. Zusätzlich kommt das Rauschen des Magnetron hinzu.

#### 4.1.2 Phasenrauschen am stehenden Ziel

Da mit der vorher beschriebenen Methode nicht alle Einflüsse auf das Phasenrauschen erfasst werden können, wurde noch ein zweiter Ansatz verfolgt. Dabei wurde die Radarantenne fest auf ein Objekt gestellt. Als Ziel wurde die Zugspitze an einem schönen sonnigen Tag gewählt. Dieser Berg gibt ein deutliches kohärentes Echo. Die Antenne wurde manuell auf eine feste Position gefahren und von den Servomotoren auf Position gehalten (Bild 4.2). Es war kaum Wind an dem Tag. Trotzdem ist eine absolute Positionierungsgenauigkeit nicht zu erreichen, da die Zugspitze sich in ca. 75 km Entfernung befindet und schon kleinste Änderungen der Antennenausrichtung große Schwankungen im Zielgebiet erzeugen.

Alle Impulse eines Strahls haben den gleichen Zeitstempel. Es gibt zwischen den Rays leichte Phasenänderungen die auf Effekten im Ausbreitungsweg zurückzuführen sind. Die Phase schwankt während der 128 aufgezeichneten Impulse um etwa  $15^\circ \dots 20^\circ$  (Standardabweichung ca.  $3,5^\circ$ ).

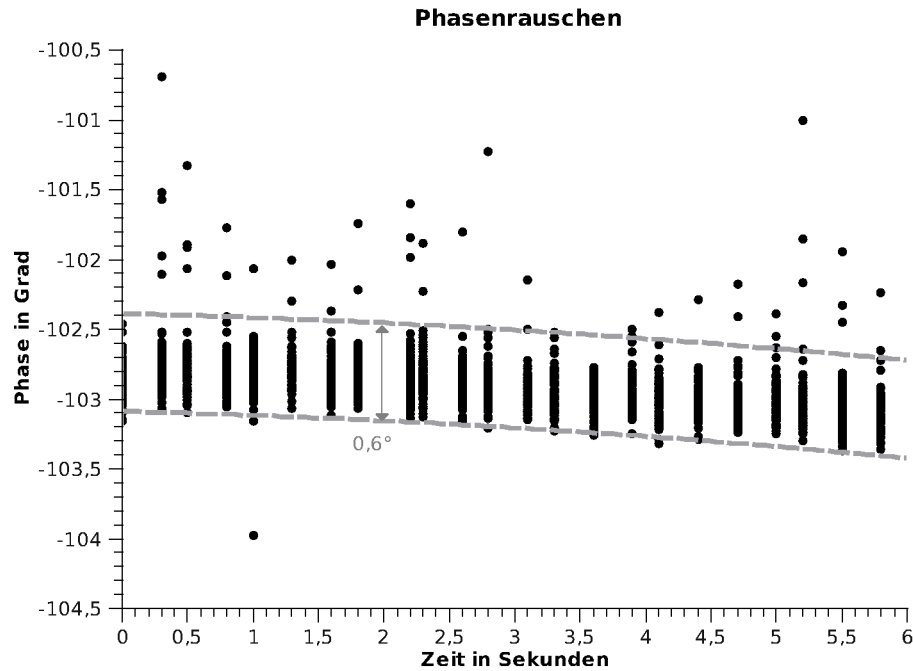


Abbildung 4.1: Phasenrauschen im System

Da bei dieser Messung sowohl der Ausbreitungsweg als auch kleine Positionsschwankungen der Antenne enthalten sind, ist das wirkliche Phasenrauschen geringer.

Den größten Fehlereinfluss auf die Phasengenauigkeit hat dabei wahrscheinlich der COHO. Ihm wird die Phaseninformation des Sendeimpulses aufgeprägt. Diese Vermutung wird auch dadurch bestätigt, dass das Phasenrauschen nach Einstellarbeiten am COHO Ende Juli 2008 deutlich geringer wurde (vorher:  $\Delta\phi \approx 100^\circ$ , nachher:  $\Delta\phi \approx 15^\circ \dots 20^\circ$ ). Dadurch ist auch der große Unterschied zwischen den beiden beschriebenen Messungen zu erklären. Die vom System vorgegebene Messgenauigkeit der Phase muss man also mit ca.  $10^\circ - 15^\circ$  annehmen.

## 4.2 Messgenauigkeit des Betrags und der Leistung

Die Messgenauigkeit der Beträge wurde ebenfalls mit der Signalquelle durchgeführt. Als Datenbasis wurde wieder der 11.09.2008, Storm 5 Scan 8 gewählt (siehe Abschnitt 4.1.1). Für die logarithmischen Empfänger wurde eine absolute Abweichung von  $\sigma \approx 0,2$  dB bestimmt, die Differenz der Ko-Kanäle betrug  $\sim 0,1$  dB mit  $\sigma \approx 0,1$  dB. Die linearen Empfänger hatten bei einer Aussteuerung von ca. 700 mV (max. 1 V) eine Standardabweichung von  $\sigma \approx 3$  mV.

## 4.3 Einfluss der Elliptizität auf $\rho_{HV}$ im STAR-Mode

Für die Bestimmung des Einfluss der Elliptizität der Sendepolarisation auf  $\rho_{HV}(0)$  im STAR-Mode (bei  $135^\circ$  Orientierungen) wurden mehrere Zeitreihen aufgenommen. Es wurde mit einer PRF von

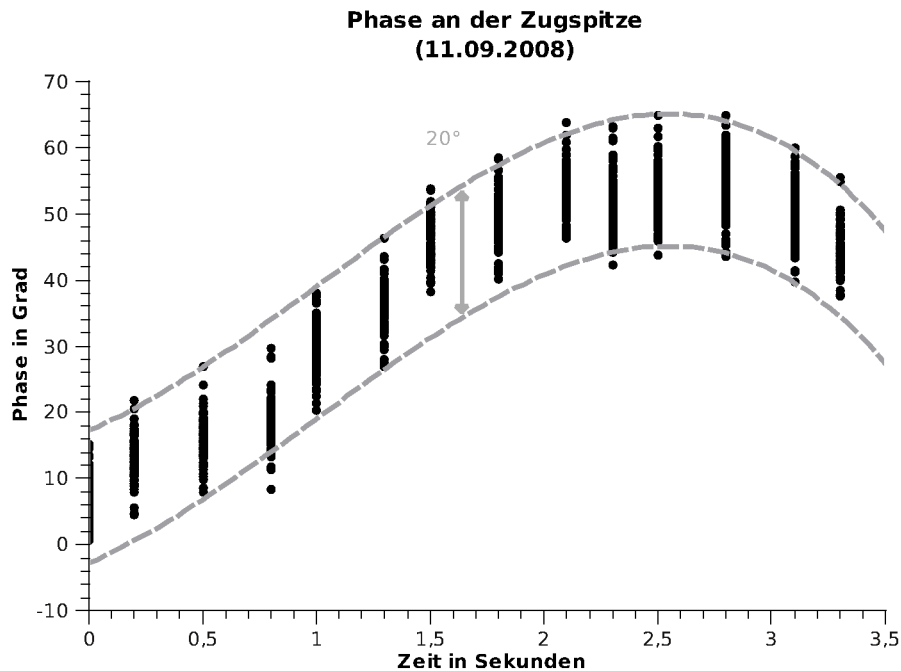


Abbildung 4.2: Phasenrauschen an der Zugspitze (Storm 5, Scan 1 vom 11.09.2008)

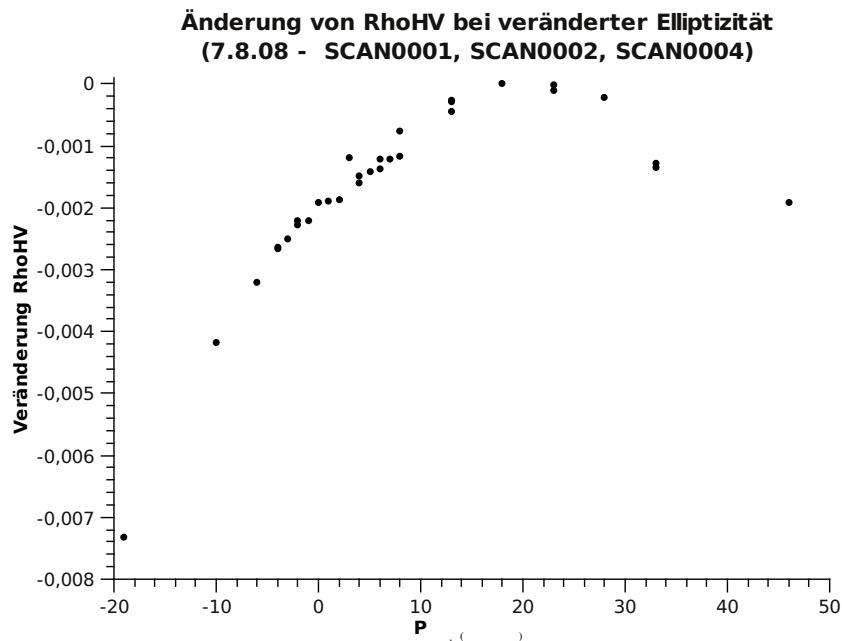
1200 Hz, 1  $\mu$ s Impulsbreite und 1° Elevation bei stehender Antenne auf eine Niederschlagswolke gezielt. Die Auflösung in Entfernungsrichtung betrug 300 m.

Für die Messungen wurde der Müller-Matrix-Modus mit Puls-zu-Puls-Umschaltung verwendet (siehe Abschnitt 2.5.6). Als Anker wurde vertikal senden und empfangen gewählt, wodurch ein herausstechend hohes LDR entsteht.

Der eingesetzte Radarprozessor kann bis zu 256 Samples für einen Ray verarbeiten. Werden mehrere Polarisationen verwendet, teilt sich diese Maximalzahl durch die Anzahl der Polarisationen. Um die Anzahl der Samples pro Polarisation nicht zu sehr einzuschränken, wurden nur 8 Polarisationen (4 Paare) mit je 32 Samples verwendet. Durch den notwendigen Anker können also 7 Polarisationen auf einmal ausgewertet werden. 32 Samples pro Polarisation wurden gewählt damit der Fehler bei der Bestimmung von  $\rho_{HV}$  nicht zu groß wird ([LIU et al. 1994]). Eine Umgehung der Beschränkung von 256 Samples pro Ray ist auch nicht durch korrelieren über die Grenzen der Rays hinweg möglich, da kein kontinuierliches Samplen über die Ray-Grenzen sichergestellt ist.

#### 4.3.1 Messung vom 07.08.2008

Im Diagramm 4.3 sind Messungen (Scan 1-4) zum Einfluss der Elliptizität auf  $\rho_{HV}$  dargestellt. Es wurde das Volumen zwischen 27,4 km und 54,9 km verwendet, bei dem hohe Werte für  $\rho_{HV}$  ( $> 0,97$ ) erwartet wurde. Da die Command States im Allgemeinen nicht äquidistant sind, wurden sie durch ihre Phasenverschiebungen ersetzt. Die Absolutbeträge der gemittelten  $\rho_{HV}$ -Werte schwanken zwischen den einzelnen Messungen. Sie wurden daher aneinander angeglichen. Als Re-

Abbildung 4.3: Einfluss der Elliptizität auf  $\rho_{HV}$  (07.08.2008)

ferenz wurde dabei die Einstellungen für  $135^\circ$  horizontal (Command State 65 66) verwendet. Das Maximum von  $\rho_{HV}$  wurde zu Null gesetzt.

Deutlich zu erkennen ist, dass das Maximum von  $\rho_{HV}$  bei  $\sim 20^\circ$  Phase erreicht wird. Da seit vielen Jahren weder die Sende- noch die Empfangspolarisation nachkalibriert wurden, muss man wegen der Alterung der Phasenschieber davon ausgehen, dass die Polarisation nicht mehr exakt stimmt. Daraus kann man aber nicht schlussfolgern, dass bei  $20^\circ$  Phasenschiebung lineare Polarisation eingestellt ist, da höchstwahrscheinlich auch die Empfangspolarisation verstellt ist.

Weiterhin erkennt man den Ausreißer bei  $3^\circ$  Phasenschiebung. Dieser Wert ist aber eindeutig auf eine falsche Spannung für die Phasenschieber zurückzuführen. Dieser Wert ist falsch in der Zuordnungstabelle zwischen Command States und Spannungswerten für die Phasenschieber hinterlegt und daher eher als Bestätigung der Messung zu sehen.

Als weitere Bestätigung der Messung wurde überprüft, ob die Schwankung von  $\rho_{HV}$  auf eine Änderung des Signal-Rausch-Abstandes (SNR) zurückzuführen ist. Allerdings ist kein kausaler Zusammenhang erkennbar.

Diese Messung wurde eine dreiviertel Stunde später zur Kontrolle noch einmal wiederholt, wobei das betrachtete Volumen zwischen 9,9 km und 36 km lagen (Scan 6-9). Die Ergebnisse sind vergleichbar und der Wert für  $3^\circ$  Phasenverschiebung ist wieder deutlich erkennbar.

#### 4.3.2 Messung vom 08.08.2008

An diesem Tag wurden fünf Messungen (SCAN0001 - SCAN0004, SCAN0011) verwendet (Tabelle A, Originaldaten: Anhang C). Die Antenne wurde auf eine Wolke bei  $49^\circ$  (bei SCAN0011

gleiche Wolke bei  $39^\circ$ ) gerichtet. Es wurden nur Volumina zwischen 16,5 km und 45 km verwendet, bei denen hohe Werte für  $\rho_{HV}$  vermutet wurden. Das weitere Vorgehen war wie im vorherigen Abschnitt beschrieben. Allerdings wurde im Bereich mit den höchsten Werten für  $\rho_{HV}$  (Phase von  $20^\circ$ ) weitere Datenpunkte hinzugenommen. Für den dafür verwendeten SCAN0011 wurde das Command State 70 als Referenz verwendet.

### 4.3.3 Weitere Messungen

Am 11.08.2008 wurde die beschriebenen Messungen bei einer anderen Orientierung (Command State 56 statt 65,  $\sim 44^\circ$  statt  $\sim 47^\circ$ ) durchgeführt und vergleichbare Ergebnisse zu den Messungen am 7.8. und 8.8. ermittelt. Auch Messungen (Orientierung wieder Original  $135^\circ$ , Command State 65) am 13.08.2008 bestätigen diese Ergebnisse.

### 4.3.4 Messung vom 25.08.2008

Ausgehend von den Erfahrungen der vorherigen Messungen, wurde am 25.08.2008 der vollständig mögliche Bereich der Elliptizität ( $-180^\circ \dots 180^\circ$ ) vermessen. Für die Scans 3 ... 8 wurde der Bereich zwischen 5,1 km und 24,9 km, für Scan 12 41,1 km und 64,5 km und für Scan 13 47,1 km und 69 km ausgewertet (Bild 4.4). In diesem Bereich lag jedes Mal dieselbe Niederschlagswolke.

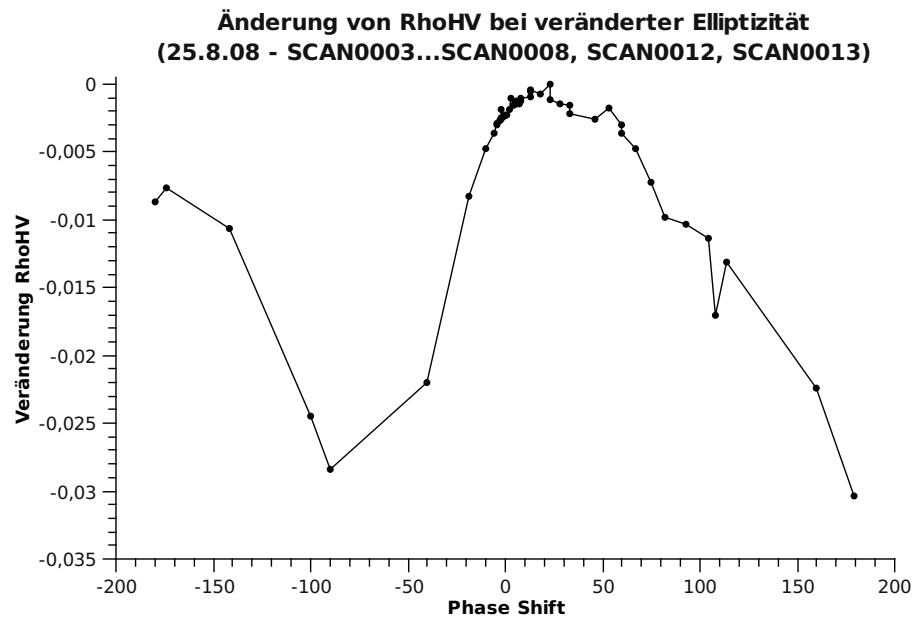
Bei ca.  $-180^\circ$ , was einer linearen Polarisation entspricht, sind hohe Werte für  $\rho_{HV}$  zu finden. Dann folgt eine Abnahme bis ca.  $-90^\circ$ , was linkszirkularer Polarisation entspricht. Bei ca.  $20^\circ$  ist das nächste Maximum zu finden. Danach nimmt die Kurve wieder ab. Da am linken Ende des Plots keine Zunahme von  $\rho_{HV}$  zuerkennen ist, obwohl eigentlich wieder linear gesendet wurde, deutet alles auf eine Streckung in X-Richtung hin. Bei  $180^\circ$  Phase wäre demzufolge erst rechtszirkulare Polarisation erreicht. Dies entspricht einer geringeren Phasenschiebung im Polarisationsnetzwerk als vorgegeben und könnte daher mit der Alterung der Ferrit-Phasenschieber zusammenhängen. Diese Vermutung wird im Abschnitt 4.5 untersucht.

In [SCOTT et al. 2001] sind einige Betrachtungen zu  $\rho_{HV}$  bei verschiedenen Polarisationsbasen durchgeführt. Dort sind in Tabelle A.1 Beispielwerte für  $\rho_{HV}$  bei linear H/V, linear  $45^\circ$  und links-/rechtszirkularer Polarisation aufgeführt, wenn zufällig orientierte Streuer betrachtet werden. Die Gleichungen dazu sind im Text beschrieben.

Dem folgend soll dies für die hier aufgeführte Messreihe vom 25.08.2008 nachvollzogen werden.  $\rho_{HV_{135^\circ}}$  hat einen Wert von etwa 0,968 bei linearen Polarisation und  $135^\circ$  Orientierung. Der Parameter  $g$ , der die Depolarisation beschreibt, ergibt sich durch Gleichung (A20) des Papers zu  $g \approx 0,967$  und  $\rho_{HV_{RL}}$  durch Gleichung (A22) zu  $\sim 0,936$ . Das ist eine Abnahme von  $\sim 0,3$  im Vergleich zu  $\rho_{HV_{135^\circ}}$ , was so auch im Diagramm 4.4 zu sehen ist.

## 4.4 Einfluss der Orientierung auf $\rho_{HV}$

Die Messung und Auswertung der Veränderung der Orientierung auf  $\rho_{HV}$  ist ähnlich dem Ablauf bei der Elliptizität. Die Command States wurden in Orientierung umgerechnet und  $\rho_{HV}$  wurde auf das Maximum normiert. Der Messwert des „Ankers“ (vertikal polarisiert) konnte als sinnvoller Wert mit benutzt werden. Für diese Messung wurde das Volumen zwischen 24 km und 38,1 km benutzt. Der Verlauf der Messkurve ist in Bild 4.5 dargestellt. Bei  $0^\circ$  und  $90^\circ$  ist  $\rho_{HV}$  sehr gering. Das liegt wahrscheinlich daran, dass bei diesen Sendeeinstellungen in je einem Empfangskanal

Abbildung 4.4: Einfluss der Elliptizität auf  $\rho_{HV}$  (25.08.2008)

sehr wenig Leistung ankommt. Das schlechtere Signal-Rausch-Verhältnis degeneriert dann  $\rho_{HV}$ . Der Verlauf der Kurve sollte symmetrisch sein, konnte aber mit dem verwendeten „Anker“ nicht voll gemessen werden. Die Polarisation des Ankers muss ja immer eindeutig zu finden sein.

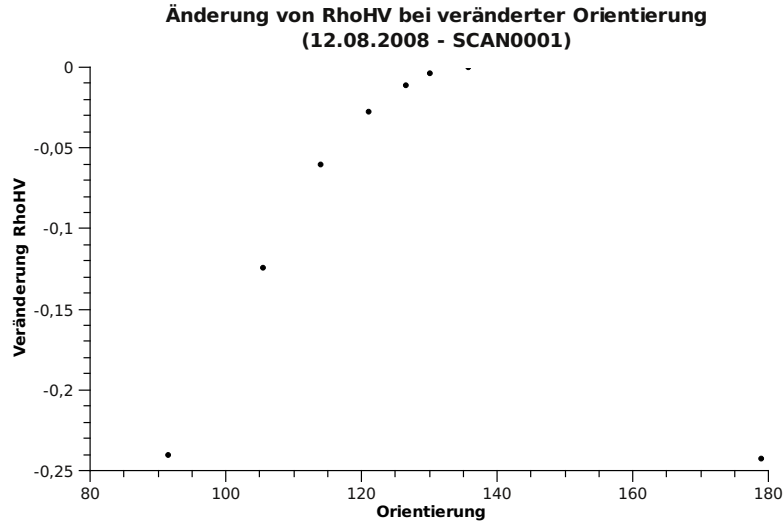
Am 13.08.2008 wurde die Messung vom Vortag im Bereich von 9,9 km bis 39,9 km wiederholt. Die Ergebnisse sein äquivalent.

## 4.5 Verhalten des Polarisationsnetzwerks

Aus den Messungen zu  $\rho_{HV}$  ergab sich die Frage, in wie weit die Einstellungen am Polarisationsnetzwerk noch zutreffend sind. Das Polarisationsnetzwerk besteht aus Ferriten, die einer Alterung unterliegen. Die letzten Kalibrierungen liegen mehrere Jahre zurück. Seitdem wurden unter anderem Änderungen an der Temperatursteuerung durchgeführt. Es ist bekannt, dass das Polarisationsnetzwerk stark temperaturabhängig ist.

Das bisher für die Kalibrierung verwendete System PARC (polarimetrische, aktive Radarkalibrierung) ist nicht mehr einsatzfähig, sodass eine genaue Kalibrierung nicht möglich ist. Deshalb wird im folgenden Abschnitt mit anderen Mitteln untersucht, ob das Polarisationsnetzwerk noch wie vorgesehen arbeitet.

Allen Messungen ist gemeinsam, dass das Eichsignal zwischen Horn und Netzwerk in Ko- und Kreuzkanal eingespeist wurde. Dieses Eichsignal ist unter anderem für die Kalibrierung der linearen und logarithmischen Empfänger gedacht. Allerdings ergeben sich einige Probleme. Zum einen ist die Phasendifferenz zwischen den Einspeisepunkten nicht bekannt, zum anderen kann das Test-

Abbildung 4.5: Einfluss der Orientierung auf  $\rho_{HV}$  (12.08.2008)

signal nur in beide Eingänge des Netzwerks gleichzeitig eingespeist werden. Daraus ergibt sich, dass es nur sinnvoll ist, Phasendifferenzen zu ermitteln. Diese können zusammen mit den Leistungen mit theoretischen und tabellierten Werten verglichen werden.

Bei der Messung wurden alle 8 Polarisationspaare verwendet, da die Anzahl der Samples bei einem konstanten Signal nicht von Bedeutung ist. Diesmal wurde auf einen Anker verzichtet, sondern die Verschiebung der Polarisierungen im Datensatz von Hand ermittelt und korrigiert. Somit konnten 16 Polarisierungen auf einmal gemessen werden. Für alle 128 Command States ergaben sich 8 Messungen.

#### 4.5.1 Theoretisches Verhalten

Die Eichquelle, die Leistung in den horizontalen und vertikalen Pfad zwischen Horn und Polarisationsnetzwerk einspeisen kann, wird unter anderem zur Kalibrierung der Empfänger benutzt. Daher wird angenommen, dass die Leistung in beiden Kanälen gleich groß ist. Allerdings kann eine Phasendifferenz  $\Delta\varphi$  auf Grund von Längenunterschieden in den Leitungen nicht ausgeschlossen werden. Entsprechend wurde folgender Ansatz zur Berechnung gewählt:

$$E_1 = A e^{j \cdot (\varphi_0 + \Delta\varphi_1)} \quad (4.1)$$

$$E_2 = B e^{j \cdot (\varphi_0 + \Delta\varphi_2)} \quad (4.2)$$

mit  $\Delta\varphi = \Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_1$

Die beiden Signale durchlaufen im Polarisationsnetzwerk zuerst zwei Phasenschieber (siehe Abschnitt 2.5.6), die die Signale um  $\delta_1$  und  $\delta_2$  schieben. Diese Winkel sind so gewählt, dass ein Phasenunterschied  $\delta = \delta_2 - \delta_1$  zwischen  $\pm 180^\circ$  entsteht.

$$E_1 = Ae^{j \cdot (\varphi_0 + \delta_1 + \Delta\varphi_1)} \quad (4.3)$$

$$E_2 = Be^{j \cdot (\varphi_0 + \delta_2 + \Delta\varphi_2)} \quad (4.4)$$

Danach durchlaufen die Signale einen 3-dB-Hybrid-Koppler:

$$E_1 = \frac{Ae^{j \cdot (\varphi_0 + \delta_1 + \Delta\varphi_1)} + Be^{j \cdot (\varphi_0 + \delta_2 + \Delta\varphi_2 + \frac{\pi}{2})}}{2} \quad (4.5)$$

$$E_2 = \frac{Be^{j \cdot (\varphi_0 + \delta_2 + \Delta\varphi_2)} + Ae^{j \cdot (\varphi_0 + \delta_1 + \Delta\varphi_1 + \frac{\pi}{2})}}{2} \quad (4.6)$$

Die Phasenschieber, die Teil des einstellbaren Leistungsteiler sind, sind so ausgelegt, dass  $\theta_1 + \theta_2 = \frac{\pi}{2}$  ist.

$$E_1 = \frac{Ae^{j \cdot (\varphi_0 + \delta_1 + \Delta\varphi_1 + \theta_1)} + Be^{j \cdot (\varphi_0 + \delta_2 + \Delta\varphi_2 + \frac{\pi}{2} + \theta_1)}}{2} \quad (4.7)$$

$$E_2 = \frac{Be^{j \cdot (\varphi_0 + \delta_2 + \Delta\varphi_2 + \theta_2)} + Ae^{j \cdot (\varphi_0 + \delta_1 + \Delta\varphi_1 + \frac{\pi}{2} + \theta_2)}}{2} \quad (4.8)$$

Als Letztes durchläuft das Signal im Polarisationsnetzwerk das „Magic-Tee“. Am Summen- bzw. Differenz-Ausgang entsteht:

$$E_1 = \frac{1}{2}e^{j\varphi_0} \left( Ae^{j \cdot (\delta_1 + \theta_1 + \Delta\varphi_1)} + Be^{j \cdot (\delta_2 + \Delta\varphi_2 + \frac{\pi}{2} + \theta_1)} + \right. \\ \left. Be^{j \cdot (\delta_2 + \Delta\varphi_2 + \theta_2)} + Ae^{j \cdot (\delta_1 + \frac{\pi}{2} + \theta_2 + \Delta\varphi_1)} \right) \quad (4.9)$$

$$E_2 = \frac{1}{2}e^{j\varphi_0} \left( Ae^{j \cdot (\delta_1 + \theta_1 + \Delta\varphi_1)} + Be^{j \cdot (\delta_2 + \Delta\varphi_2 + \frac{\pi}{2} + \theta_1)} - \right. \\ \left. Be^{j \cdot (\delta_2 + \Delta\varphi_2 + \theta_2)} - Ae^{j \cdot (\delta_1 + \frac{\pi}{2} + \theta_2 + \Delta\varphi_1)} \right) \quad (4.10)$$

mit Hilfe von:

$$\begin{aligned} e^{jx} + e^{jy} &= \cos x + \cos y + j \sin x + j \sin y \\ &= 2 \cos \frac{x+y}{2} \cos \frac{x-y}{2} + 2j \left( \sin \frac{x+y}{2} \cos \frac{x-y}{2} \right) \\ &= 2 \cos \frac{x-y}{2} e^{j \frac{x+y}{2}} \end{aligned}$$

und

$$\begin{aligned} e^{jx} - e^{jy} &= \cos x - \cos y + j \sin x - j \sin y \\ &= -2 \sin \frac{x+y}{2} \sin \frac{x-y}{2} + 2j \left( \cos \frac{x+y}{2} \sin \frac{x-y}{2} \right) \\ &= 2 \sin \frac{x-y}{2} e^{j(\frac{x+y}{2} + \frac{\pi}{2})} \end{aligned}$$



kann  $E_1$  zu

$$E_1 = e^{j\varphi_0} \left( A \cos \left( \frac{\theta_1 - \theta_2}{2} - \frac{\pi}{4} \right) \cdot e^{j(\delta_1 + \Delta\varphi_1 + \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} + \frac{\pi}{4})} + B \cos \left( \frac{\theta_1 - \theta_2}{2} + \frac{\pi}{4} \right) \cdot e^{j(\delta_2 + \Delta\varphi_2 + \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} + \frac{\pi}{4})} \right) \quad (4.11)$$

umgeformt werden und mit den Definitionen des Polarisationsnetzwerks für  $\delta_2 - \delta_1 = \delta$  und  $\theta_1 + \theta_2 = \frac{\pi}{2}$  vereinfacht sich der Term zu:

$$E_1 = e^{j\varphi_0} \left( A \cos \left( \theta_1 - \frac{\pi}{2} \right) \cdot e^{j(\delta_1 + \Delta\varphi_1 + \frac{\pi}{2})} + B \cos(\theta_1) \cdot e^{j(\delta_2 + \Delta\varphi_2 + \frac{\pi}{2})} \right) \quad (4.12)$$

und analog für  $E_2$ :

$$E_2 = e^{j\varphi_0} \left( A \sin \left( \frac{\theta_1 - \theta_2}{2} - \frac{\pi}{4} \right) \cdot e^{j(\delta_1 + \Delta\varphi_1 + \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} + \frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{2})} + B \sin \left( \frac{\theta_1 - \theta_2}{2} + \frac{\pi}{4} \right) \cdot e^{j(\delta_2 + \Delta\varphi_2 + \frac{\theta_1 + \theta_2}{2} + \frac{\pi}{4} + \frac{\pi}{2})} \right) \quad (4.13)$$

$$E_2 = e^{j\varphi_0} \left( A \sin \left( \theta_1 - \frac{\pi}{2} \right) \cdot e^{j(\delta_1 + \Delta\varphi_1 + \pi)} + B \sin(\theta_1) \cdot e^{j(\delta_2 + \Delta\varphi_2 + \pi)} \right) \quad (4.14)$$

#### 4.5.2 Messung der Phasenschieber bei konstantem Leistungsteiler

Um die Phasenschieber sinnvoll zu testen, wurde der Leistungsteiler auf horizontal (Command State 0) gestellt. Unter der Annahme von  $\theta_1 = 0^\circ$  ergibt sich aus (4.12) und (4.14) die messbare Leistungsdifferenz zu:

$$\Delta PWR = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{E_2}{E_1} \right) = 20 \cdot \log_{10} \left( \frac{B}{A} \right) \quad (4.15)$$

und die Phasendifferenz wird:

$$\Delta\phi = (\delta_2 - \delta_1) + (\Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_1) + \left( \pi - \frac{\pi}{2} \right) + (\varphi_0 - \varphi_0) = \delta + (\Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_1) - \frac{\pi}{2} \quad (4.16)$$

Die erzeugte Phasendifferenz zwischen Ko- und Kreuzkanal ist also gleich der Einstellung des Phasenschiebers plus einer Systemphase. Die Leistungsdifferenz sollte 0 dB werden, wenn beide Kanäle die gleiche Leistung eingespeist bekommen.

Die gemessenen und tabellierten Werte (Bild 4.6) stimmen sehr gut überein. Einzelne Datenpunkte stechen aus der Kurve heraus. Das ist darauf zurückzuführen, dass es sich um Einzelmessungen handelt und nicht um gemittelte Messwerte. Aus Bild (4.7) ergibt sich eine Messgenauigkeit für die Leistung von  $\pm 0,1$  dB über den kompletten Einstellbereich des Phasenschiebers. Die Leistungsteilung ist also von den Phasenschiebern abhängig.

Kritisch muss angemerkt werden, dass nicht genau bekannt ist, ob das Command State 0 auch wirklich ein  $\theta_1 = 0^\circ$  erzeugt. Das Bild (4.7) lässt zu mindestens Zweifel daran aufkommen. Außerdem ist zu sehen, dass die Kanäle nicht gleich stark sind - der Mittelwert ist nicht 0.

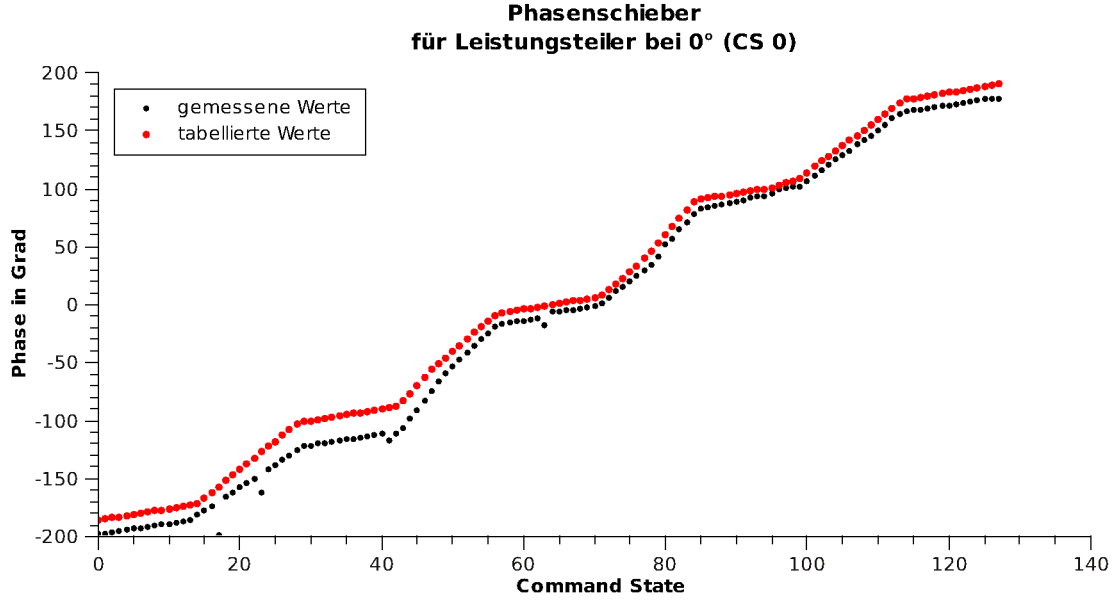


Abbildung 4.6: Gemessene und tabellierte Phase am Phasenschieber

Wird der Leistungsteiler auf  $\theta_1 = 45^\circ$  (Command State 65) eingestellt und die gleiche Leistung eingespeist, ergibt sich für die Leistungsdifferenz:

$$E_1 = e^{j\varphi_0} \frac{A}{2} \sqrt{2} \left( e^{j(\delta_1 + \Delta\varphi_1 + \frac{\pi}{2})} + e^{j(\delta_2 + \Delta\varphi_2 + \frac{\pi}{2})} \right) \quad (4.17)$$

$$E_1 = e^{j\varphi_0} \frac{A}{2} \sqrt{2} \cos \left( \frac{\delta_2 - \delta_1}{2} + \frac{\Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_1}{2} + \frac{\pi}{2} \right) e^{j(\frac{\delta_1 + \delta_2}{2} + \frac{\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2}{2} + \frac{\pi}{2})} \quad (4.18)$$

und

$$E_2 = e^{j\varphi_0} \frac{A}{2} \sqrt{2} \left( -e^{j(\delta_1 + \Delta\varphi_1 + \pi)} + e^{j(\delta_2 + \Delta\varphi_2 + \pi)} \right) \quad (4.19)$$

$$E_2 = e^{j\varphi_0} \frac{A}{2} \sqrt{2} \left( e^{j(\delta_1 + \Delta\varphi_1)} + e^{j(\delta_2 + \Delta\varphi_2 + \pi)} \right) \quad (4.20)$$

$$E_2 = e^{j\varphi_0} \frac{A}{2} \sqrt{2} \cos \left( \frac{\delta_2 - \delta_1}{2} + \frac{\Delta\varphi_2 - \Delta\varphi_1}{2} + \frac{\pi}{2} \right) e^{j(\frac{\delta_1 + \delta_2}{2} + \frac{\Delta\varphi_1 + \Delta\varphi_2}{2} + \frac{\pi}{2})} \quad (4.21)$$

daraus ergibt sich die Leistungsdifferenz zu ( $E_1 = E_2$ ):

$$20 \cdot \log_{10} \frac{E_2}{E_1} = 20 \cdot \log_{10}(1) = 0 \quad (4.22)$$

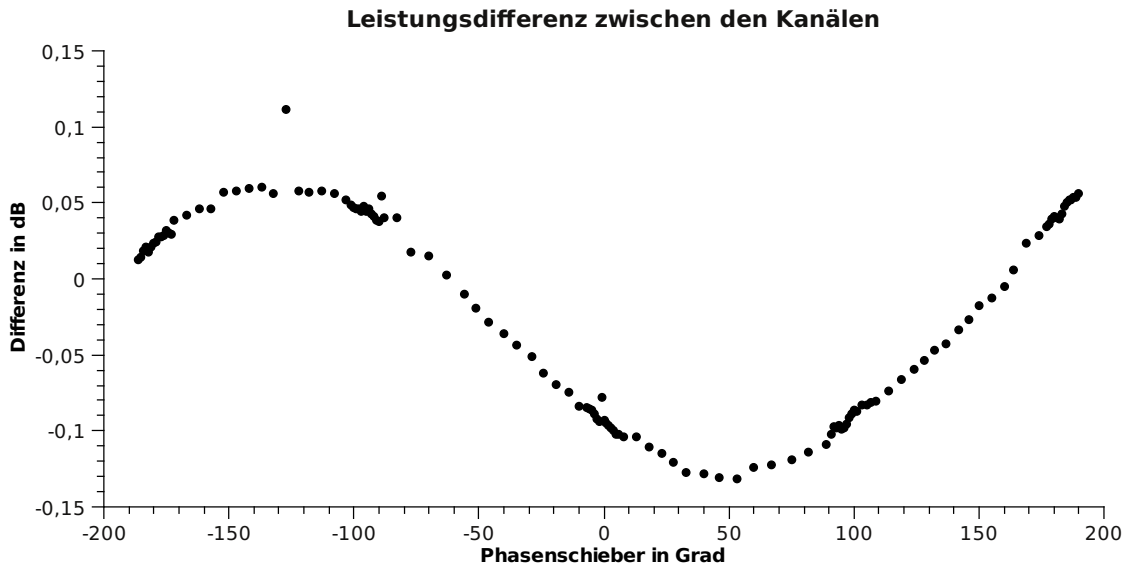


Abbildung 4.7: Gemessene Differenz der Kanäle durch den Phasenschieber

Die dazugehörige Messung ist in Bild (4.8) zu sehen. Die Leistungsdifferenz ist nicht immer 0. Demzufolge ist Command State 65 nicht exakt eine Leistungsteilung von 50%. Da hierbei aber nur das Polarisationsnetzwerk und nicht das Gesamtsystem mit Antenne gemessen wurde, weist das noch nicht auf einen Fehler hin. Die Antenne ist nicht für 45°-Polarisation optimiert. Die Kombination Antenne-Polarisationsnetzwerk kann durchaus bei diesen Einstellungen die gewünschte Polarisation erzeugen.

## 4.6 Entfernungsabhängigkeit der Phase

Es konnte eine Abhängigkeit der Phasen mit der Entfernung vom Radar beobachtet werden (4.9). Die ersten beiden Range Bins ( $300\text{ m} = 2\text{ }\mu\text{s}$ , Mittel über 128 Samples, H/V-Mode) sind als ungültig markiert. Danach ist aber noch eine leichte Änderung von ca.  $0,5^\circ$  über die Zeit sichtbar. Diese Phasenänderung liegt allerdings weit unter der Phasengenauigkeit des Gesamtsystems (siehe Abschnitt 4.1, Einfluss des COHO's).

Ursache dafür könnte das Polarisationsnetzwerk sein. Die Polarisation kann zwischen Senden und Empfangen umgeschaltet werden. Dabei müssen im Allgemeinen auch alle Phasenschieber verändert werden. Die Umschaltzeit zwischen Senden und Empfangen beträgt laut Spezifikation

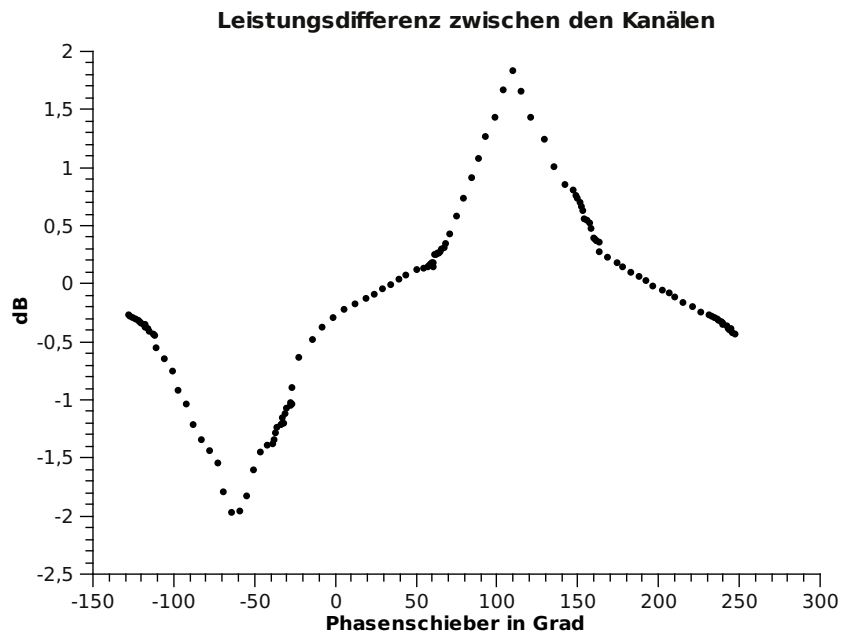


Abbildung 4.8: Gemessene Differenz der Kanäle durch den Phasenschieber bei 50% Leistung

$7\ \mu\text{s}$ . In Betracht kommen aber auch das sich ändernde Auflösungsvolumen und die veränderte Reflektivität (Staub am Boden) des bei der Messung mit ausgesendeten Radarstrahls.

## 4.7 Messungen von Bodenzielen

In verschiedenen Veröffentlichungen (z.B. [ZRNÍČ 2006]) ist beschrieben, dass die differenzielle Phase und ZDR an Bergen und anderen Bodenzielen verrauscht ist. Dies ist auch in den Messungen des POLDIRAD zu sehen. Die Ursache dafür soll an „einfachen“ Objekten untersucht werden.

### 4.7.1 Betrag und Phase an Bodenzielen

Der Turm Schöngeising befindet sich bei etwa  $320^\circ$  und 6,5 km entfernt vom Radar. Dies entspricht einem Pulsvolumendurchmesser von  $\sim 110\text{ m}$ . Aufgrund der Nähe wurde mit einer STC-Spannung von  $-4\text{ V}$  gearbeitet, damit die linearen Empfänger nicht übersteuern. Da es sich um ein kohärentes Ziel handelt, wurde vom Zeitserien-PPI jeder Impuls einzeln aufgetragen um die Auflösung zu erhöhen.

Im Bild (4.10) und (4.11) ist deutlich zu erkennen, dass der Betrag und die Phase ( $\arg S_{XX}$ ) stark ortsabhängig sind. In beiden Bildern ist beim Betrag gut das Haupt- bzw. das Nebenkeulenecho zu erkennen. Im PPI ist aufgrund der unvermeidlichen Mehrfachreflexion in der Umgebung, die Nebenkeule deutlich stärker als für die Antenne zu erwarten wäre. Ebenfalls durch diesen Effekt sind die Nebenkeulen näher an der Hauptkeule. Im RHI ist die erste Nebenkeule über 40 dB unter der Hauptkeule. Eine zweite Nebenkeule lässt sich noch erahnen bevor man den Rauschboden erreicht.

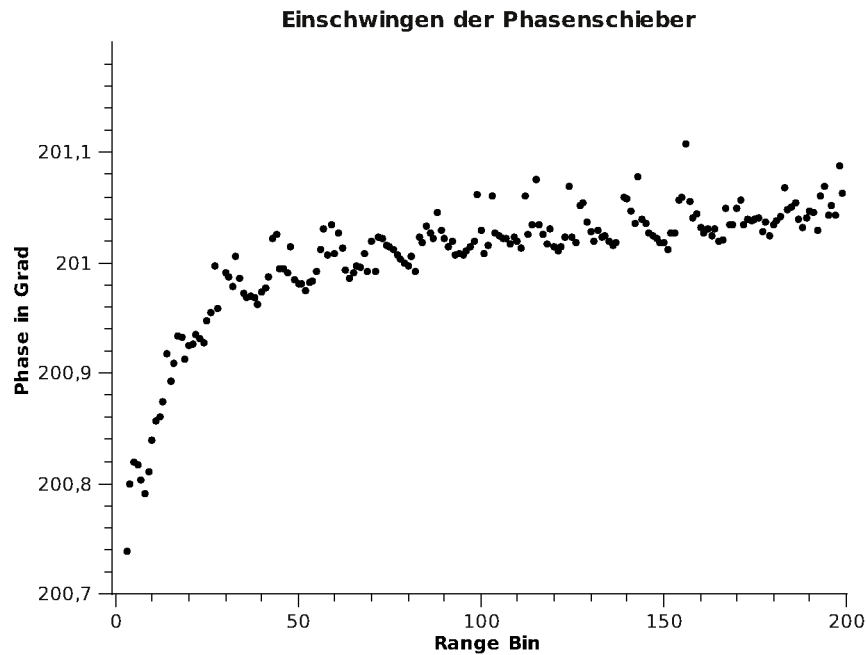
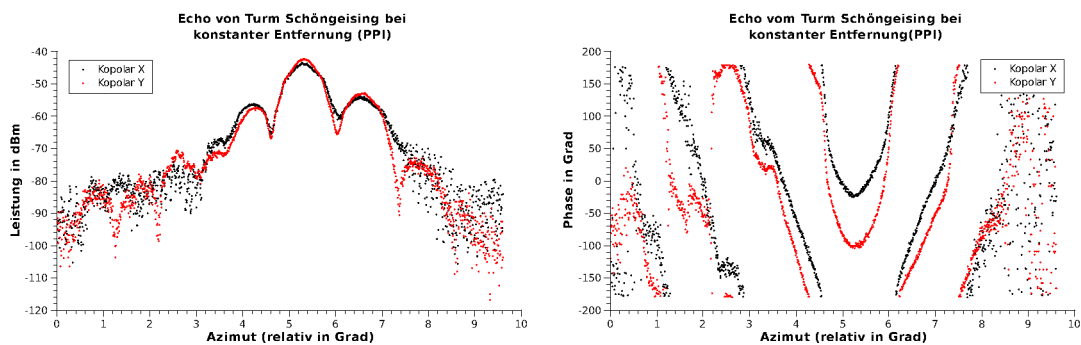


Abbildung 4.9: Phase entlang eines Rays (12.09.2008, Storm 4 Scan 6) mit Eichquelle

Abbildung 4.10: Betrag und Phase der Ko-Kanäle am Turm Schöngeising bei konstanter Entfernung und Änderung des Azimutwinkels zwischen  $60^\circ \dots 70^\circ$ 

Ein Unterschied der Nebenkeulen zwischen den Polarisationen ist speziell im RHI auffällig und im Minimum zwischen Haupt- und Nebenkeule besonders groß. Daraus würde eine hohes ZDR in diesen Regionen resultieren. Im Bild 4.10 erkennt man, dass die Phasen nicht immer genau gleich für beide Polarisationen laufen. Allerdings können hier Mehrfachreflexionen zu großen Unsicherheiten führen.

Eine systembedingte Ursache (z.B. unterschiedliches Antennenpattern für horizontale und vertikale Polarisation) für die „verrauschten“ polarimetrischen Größen ist wahrscheinlich. Der Einfluss

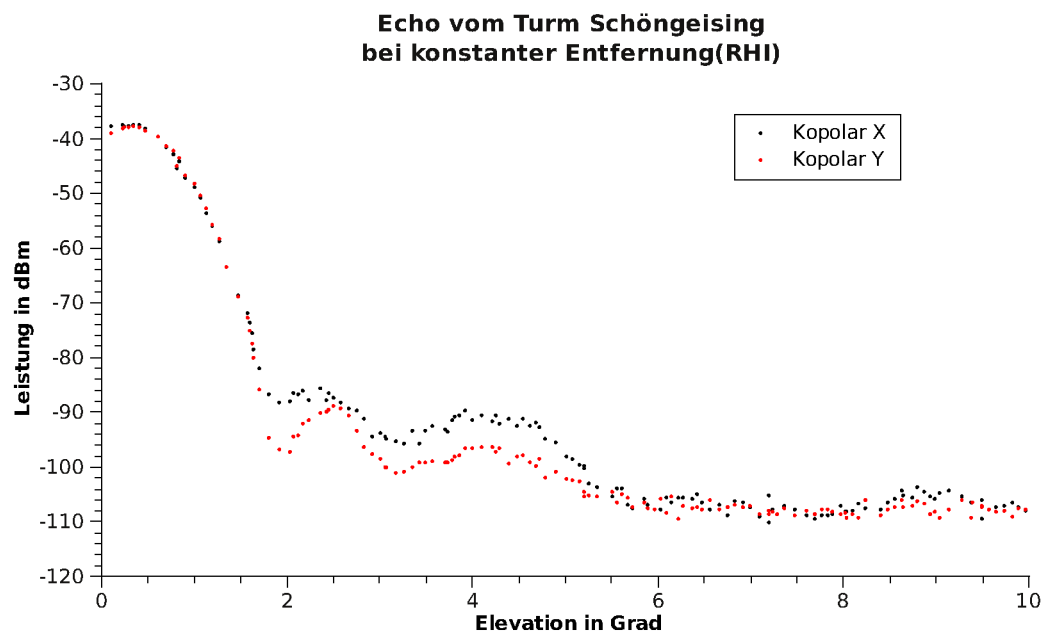


Abbildung 4.11: Betrag der Ko-Kanäle am Turm Schöngeising bei konstanter Entfernung und Änderung des Elevationswinkels zwischen  $0^\circ \dots 10^\circ$  (RHI)

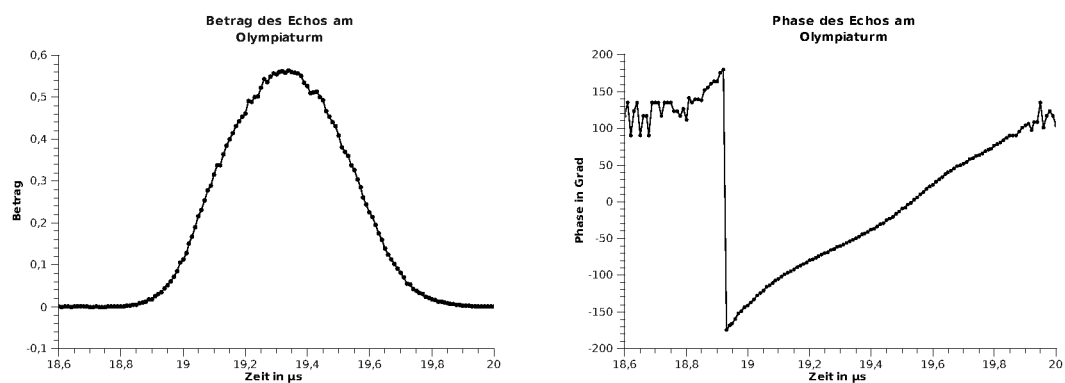


Abbildung 4.12: Betrag und Phase der Ko-Kanäle am Olympiaturm München bei konstanter Elevation und Azimut über die Zeit (Entfernung) vom 06.10.2008

unterschiedlicher Mehrfachreflexionen für die Polarisierungen kann aber auch nicht vernachlässigt werden. Dies sieht man auch im Streudiagramm (Bild 4.13). Das Echo ist nicht symmetrisch. Dies wird am deutlichsten an der Stärke der Nebenkeulen und der Lage der Minima. Schön zu erkennen

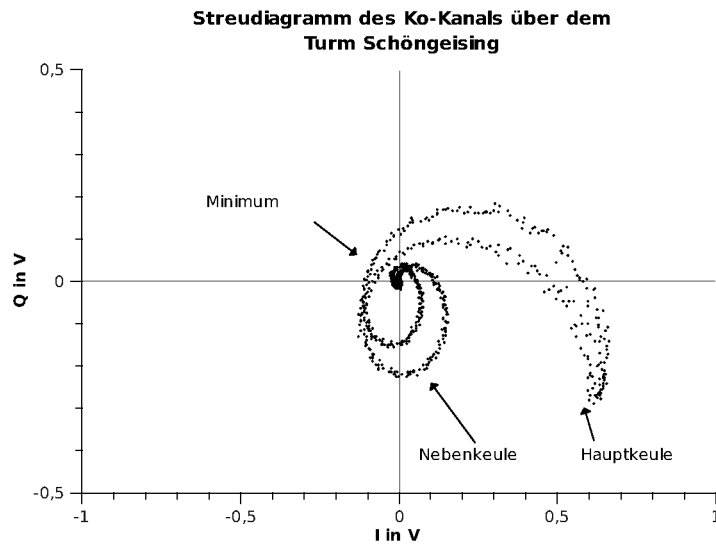


Abbildung 4.13: Streudiagramm (Ko-Kanal) des PPI über dem Turm Schöngeising vom 06.10.2008

ist der steile Phasengang. Zwischen dem Echo der Haupt- und Nebenkeule ist ein Phasenunterschied von fast  $360^\circ$ .

Die Messung der Phase und des Betrages in Range-Richtung wurde mit Hilfe eines Oszillografen durchgeführt, bei dem die I/Q-Samples vor der Digitalisierung abgegriffen wurden um eine höhere Abtastrate zu erhalten. Als Ziel dient der Olympiaturm München, welcher ca 23 km bei  $64,5^\circ$  entfernt ist. Der Durchmesser des Pulsvolumens dort ist etwa 400 m groß.

Im Bild (4.12) ist der Sendeimpuls zu sehen, wenn er den Olympiaturm München trifft. Das Echo ist etwa  $0,7 \mu\text{s}$  lang, was der Impulslänge entspricht (der Sendeimpuls ist bei  $0,5 \mu\text{s}$  Einstellung etwa  $0,7 \mu\text{s}$  lang). Auch hierbei ist ein kurzes markantes Echo zu erkennen. Die Phase nimmt kontinuierlich zu. Das Radar würde diesen Impuls nur an einer Stelle abtasten. Der Zeitpunkt ist also von entscheidender Bedeutung für den ermittelten Betrag und die Phase.

Bei einem normalen Scan bewegt sich die Antenne. Dadurch entsteht zwischen horizontaler und vertikaler Polarisation ein Zeitlag. Durch die starke Änderung von Betrag und Phase des Radarechos über Azimut, Elevation und Range können dadurch schon große Werte von ZDR und  $\phi_{DP}$  entstehen. Bei  $\phi_{DP}$  besteht auch die Frage, in wie weit sich dieser Parameter bzw. seine Berechnung auf Bodenziele anwenden lässt. Da eine hochgenaue Positionierung der Antenne am POLDIRAD nicht möglich ist (z.B. Windlast durch fehlendes Radom), kann die These nur schwer verifiziert werden.

Wie in [HERZEGH und CARBONE 1984] dargelegt, kann die Antenne auch einen Fehler zu ZDR beitragen. Vor allem an großen Gradienten der Reflektivität ist der Einfluss der Nebenkeulen auf den Gesamtbetrag nicht immer vernachlässigbar. Zwar wird die Hauptkeule für horizontale und vertikale Polarisation gleich entworfen, für die Nebenkeulen ist dies nicht immer möglich. Treten durch die hohen Reflektivitätsgradienten große Echos in den Nebenkeulen, aber nicht in der Hauptkeule auf, kann der Unterschied zwischen den Polarisationen zu einem Fehler in ZDR führen. Dieser

Einfluss wird in [HERZEGH und CARBONE 1984] an Wetterzielen gezeigt. An den Alpen ist dieser Effekt noch größer. Wie gezeigt wurde, treten extrem hohe Gradienten in Betrag und Phase des Echos auf. Zusätzlich ist die Reflektivität hoch. Der Einfluss der Nebeneulen auf die Phase des Echos wird in [SACHIDANANDA und ZRNIC 1987] untersucht. Wiederum treten die geschilderten Effekte an den Alpen verstärkt auf.

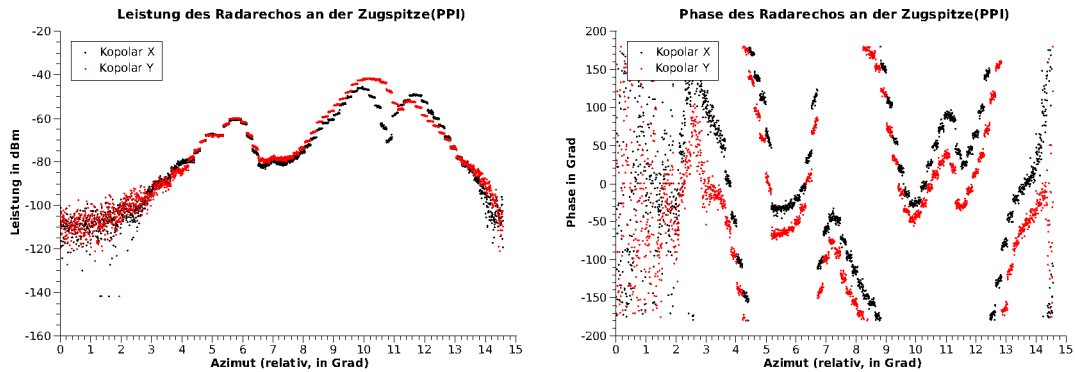


Abbildung 4.14: Betrag und Phase der Ko-Kanäle über der Zugspitze bei konstanter Elevation und konstanten Range (PPI  $185^\circ \dots 200^\circ$ )

Die starke Änderung von Betrag und Phase sind auch an der Zugspitze in den Alpen zu erkennen (Bild (4.14)). Bei einer Entfernung von  $\sim 60$  km und einem Auflösungsvolumen von über einem 1 km sind zwar andere Effekte als bei den beiden Türmen nicht auszuschließen, die Erkenntnisse lassen sich aber scheinbar auch auf die Alpen übertragen. Mehrfachstreuung (innerhalb und außerhalb des Pulsvolumens) und Ausbreitungseffekte treten aber vermehrt in Erscheinung.

## 4.7.2 Streuung der Phase an Bodenzielen

Da an Bodenzielen, durch die starke Depolarisation, in beiden Empfangskanälen (horizontal und vertikal) ausreichend Leistung ankommt, können auch aus dem Kreuzkanal Phaseninformationen bestimmt werden. Dabei fällt auf, dass nicht nur die differenzielle Phase (entspricht  $\arg(R_{XXYY}(1))$ , da die Dopplergeschwindigkeit an Bergen  $0 \text{ ms}^{-1}$  ist) an den Alpen starken Schwankungen unterliegt (Schwankungsbreite  $\sim 150^\circ$ ). Auch die Ko-/Kreuzphasen für horizontaler und vertikaler Sendepolarisation ( $\angle S_{HV}$  und  $\angle S_{VH}$  bzw.  $\arg(R_{XXYX}(0))$  und  $\arg(R_{YYXY}(0))$ ) variieren extrem (nahezu gleichverteilt). Dies trifft nicht auf die Kreuz-/Kreuzphase ( $\angle S_{HV} S_{VH}$ ,  $\arg(R_{YXXY}(1))$ ) zu (Schwankungsbreite  $\sim 40^\circ$ ). Ausgehend von der Theorie müsste die Kreuz-/Kreuzphase konstant sein. Wahrscheinlichste Ursache ist, dass die beschriebenen Effekte aus dem Polarisationsnetzwerk herrühren.

### 4.7.3 $\rho_{HV}$ an Bodenzielen

Da es sich beim Bodenclutter um ein quasi-kohärentes Ziel handelt, müsste  $\rho_{HV} = 1$  werden. Wie in Abschnitt 4.1 beschrieben, gibt es ein Phasenrauschen im System, welches den Betrag der Korrelation vermindert. Somit gibt es eine obere Schranke für  $\rho_{HV}$  die vom System her nicht überschritten werden kann. An den Alpen gibt es eine starke räumliche Dekorrelation. Durch die große



Inhomogenität und die starken Gradienten der Reflektivität und Phase des Radarechos kommt es durch die Antennenbewegung zu einer Dekorrelation. Eine hohe Drehgeschwindigkeit der Antenne führt also zu einem geringerem  $\rho_{HV}$  und einer größeren Streuung. Dies ist in Bild 4.15 verdeutlicht. Die Fehlerbalken geben die Varianz um den Mittelwert von  $\rho_{HV}$  an. Zusätzlich wurde eine quadratische Gleichung durch die Datenpunkte gelegt. Zu erkennen ist dort, dass diese Funktion die Y-Achse knapp unter 1 schneidet, wie es zu erwarten ist. Zusätzlich ist im Diagramm die Anzahl der Datenpunkte pro Messung enthalten. Diese sind selbst für die höchste Antennendrehgeschwindigkeit noch signifikant. Wichtig ist, dass es keinen direkten Zusammenhang zwischen der Anzahl der Datenpunkte und der Varianz gibt. Die zunehmende Varianz ist also kein stochastischer Effekt, sondern rührt von der Antennendrehgeschwindigkeit her.

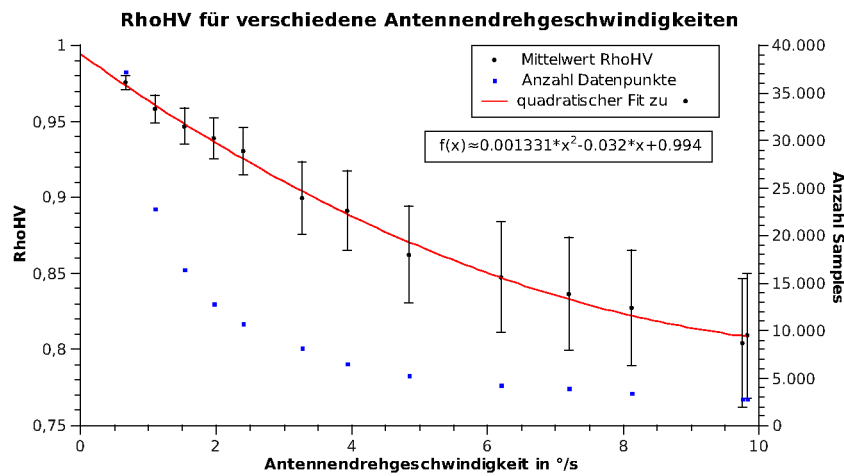


Abbildung 4.15: Mittelwert von  $\rho_{HV}$  bei verschiedenen Antennendrehgeschwindigkeiten

#### 4.7.4 Depolarisation an Bodenzielen

Depolarisation entsteht u.a. an Dipolen, die nicht entlang der Polarisationssebene ausgerichtet sind. Die Wellenlänge des Radars ist viel kleiner als das Bodenziel selbst. Das Echo muss man sich daher als Überlagerung der Echos aller Facetten des beleuchteten Objekts vorstellen. In diesem Maßstab sind z.B. die Alpen sehr zerklüftet. Es gibt viele Kanten und Flächen, die nicht horizontal oder vertikal ausgerichtet sind und daher zur Depolarisation des Radarsignals beitragen. Auch durch Mehrfachstreuung kommt es zu Depolarisation. Beide Effekte werden dem LDR beschrieben.

#### 4.7.5 Beispiel Daten von Bodenzielen

In dem Bild 4.17 ist ein Beispieldatensatz von den Alpen gezeigt. Man erkennt die hohen Reflektivitäten an den Bergspitzen und etwas geringere an den Berghängen. Entscheidend für die berechnete

Reflektivität ist, wie viel des Bergmassivs im Pulsvolumen enthalten ist. Daher ist auch die Berechnung der Reflektivität nach der Volumen-Ziel-Gleichung (2.26) eigentlich nicht richtig, da die Voraussetzungen für diese Gleichung nicht erfüllt sind. Gezeigt ist auch das stark variable ZDR und die hohen Werte für LDR. Die differenzielle Phase schwankt auch stark um die Systemphase von  $\sim 30^\circ$ .

## 4.8 Benutzte Programme

Zur Analyse der Radardaten wurde auf das Programm DLR-Toolkit (vornehmlich PPI- und RHI-Modul) zurückgegriffen. Es wurde dahin gehend erweitert, das es auch Zeitreihendaten (Typ 46) einlesen kann. Dazu musste die gesamte Datenverarbeitung des Radarprozessors nachprogrammiert werden. Man kann sich nun die Daten der linearen und logarithmischen Kanäle für jedes Bin auf verschiedenen Art und Weise (I/Q, Betrag/Phase, X-Y-Streudiagramm, FFT (Test), Korrelation) darstellen lassen. Außerdem wurde die Möglichkeit geschaffen Histogramme für das angezeigte Produkt zu erzeugen. Zu diesem wird der Mittelwert, der Medianwert, die Standardabweichung, das Minimum, das Maximum und die Anzahl der Datenpunkte berechnet.

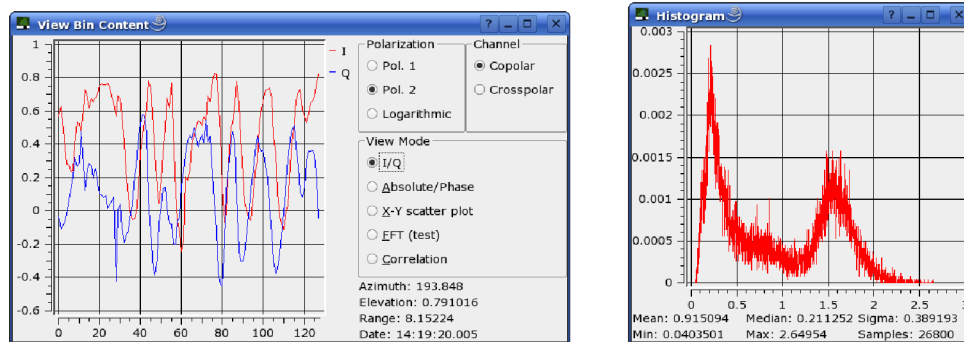


Abbildung 4.16: zu DLR-Toolkit hinzugefügte Dialoge

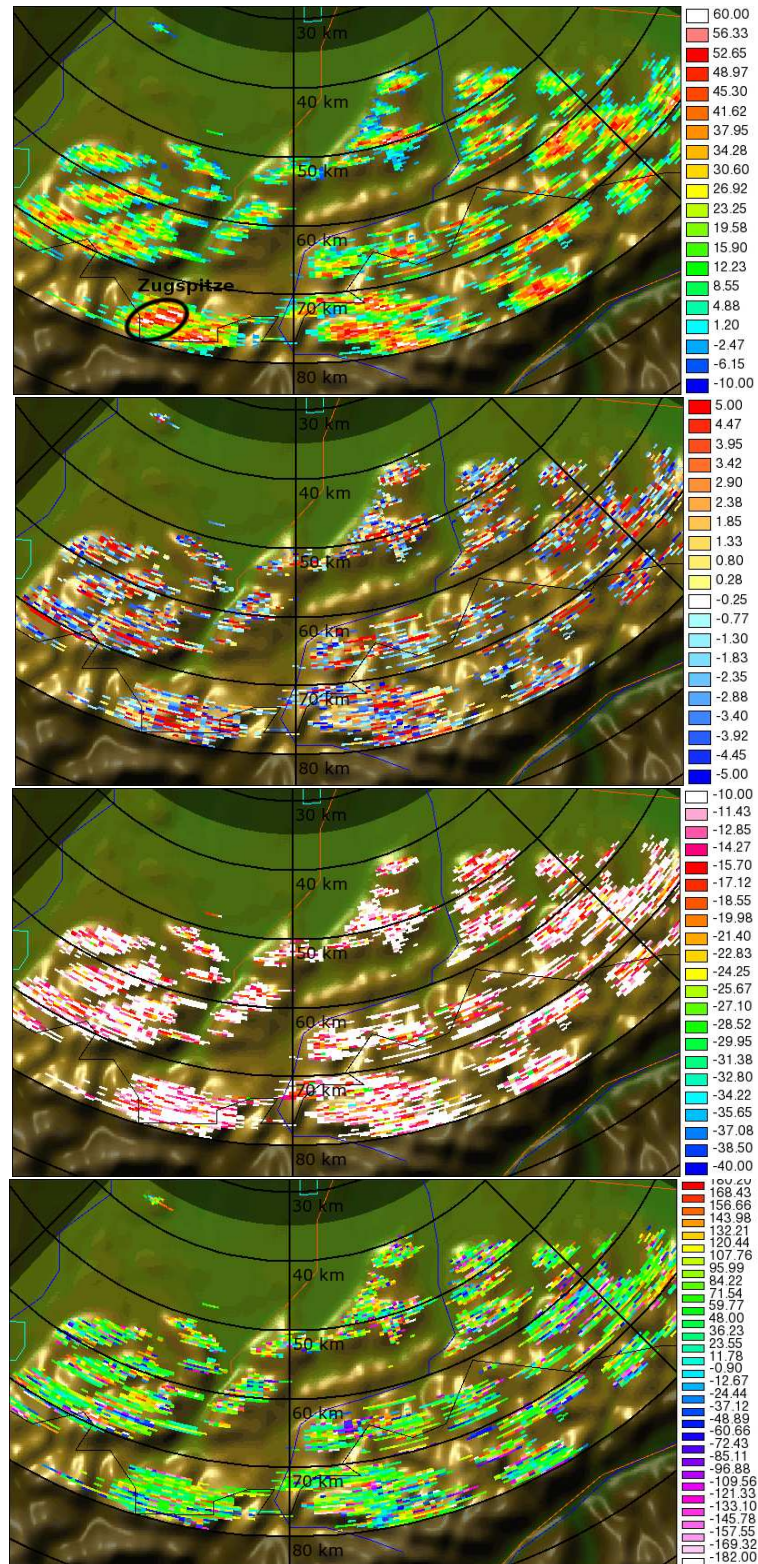


Abbildung 4.17: PPI-Scans über den Alpen (von oben: Reflektivität  $Z_{HH}$ , ZDR und LDR in dBZ, differenzielle Phase in Grad (10.11.2008))

## Kapitel 5

### Vorschlag für die Nutzung als Clutter-Filter

#### 5.1 Definition von Clutter

Unter Clutter versteht man im Allgemeinen nichterwünschte Echos im Radar. Dies kann für jede Radaranwendung anders ausfallen. Ist ein Flugzeug für ein Radar der Flugsicherung ein erwünschtes Echo, ist es im Kontext eines Wetterradars Clutter. In dieser Arbeit wird der Clutter von Bodenechos in den Vordergrund gerückt. Speziell sind die Alpen von Interesse. Nahbereichsclutter ( $< 10\text{km}$ ), z.B. durch die Nebenkeulen der Antenne, eignet sich Aufgrund des starken Echos und der Übersteuerung der Empfänger nicht zur Untersuchung. Allerdings hat sich gezeigt, dass sich viele Erkenntnisse über die Echos der Alpen auch darauf anwenden lassen. Im mittleren Entfernungsbereich sind nur einzelne Hochhäuser im Stadtgebiet München (10 km . . . 30 km) vorhanden.

#### 5.2 Klassifikationsmethoden

Zur Einteilung (Klassifizierung) von Zielen in Radarbildern gibt es viele Ansätze. Eines der einfachsten und durchsichtigsten Methoden ist die Klassifikation mittels Schwellwerten. Überschreitet ein Parameter einen Grenzwert wird er einer bestimmten Gruppe zugeordnet. Kombinieren lässt sich dies mit Entscheidungsbäumen. Mit dessen Hilfe können verschiedene Parameter zusammengeführt werden. So kann z.B. festgelegt werden, dass nur ein hohes  $\rho_{HV}$  im Zusammenhang mit mäßig hoher Reflektivität zur Einteilung als leichter Regen führt. Beide Eigenschaften einzeln können zu anderen Einteilungen führen.

Recht populär ist auch die Klassifizierung mit Hilfe von Fuzzylogik (z.B. [GOURLEY et al. 2007]). Dabei wird nicht nur nach Klassenzugehörigkeit entschieden, sondern es sind Abstufungen möglich. Dies entspricht mehr der Realität, da es feste Schwellwerte für die Klasseneinteilung naturgemäß nicht geben kann. Problematisch ist dabei die Erzeugung und Zusammenführung der Teilwahrscheinlichkeiten, da Entscheidungsbäume nicht ohne weiteres anwendbar sind. Hinreichende und notwendige Bedingungen sind nur schwer zu formulieren.

Ein weiterer Ansatz sind neuronale Netze. Sie funktionieren ähnlich dem menschlichen Gehirn. Ihnen werden Standardfälle zum Lernen vorgegeben. Daraus sollen sie dann auch unbekannte Fälle richtig zuordnen können. Problematisch ist dabei die Lernstrategie sowie die fehlende Nachvollziehbarkeit der Ergebnisse.

## 5.3 Klassifikation mit den standardmäßig aufgezeichneten Produkten

In den meisten Fällen wird am POLDIRAD im Schaltmodus gemessen. Dabei werden die in Kapitel 3 beschriebenen Größen aufgezeichnet (Datentyp 42, Tabelle 5.1). Die Klassifikation mittels Schwellwerte hat sich wegen der Einfachheit und Nachvollziehbarkeit als sinnvoll ergeben. Experimente mit einem Fuzzylogic-Klassifikator haben zu weniger guten Ergebnisse geführt.

Scan Type	PPI, 0 . . . 360°
PRF	1200 Hz
Samples	64
Pulsbreite	1 $\mu$ s
max. Entfernung	120 km
Drehgeschwindigkeit	$\sim 9,5^\circ/s$
Polarisation	H/V alternierend
Range-Auflösung	300 m

Tabelle 5.1: Parameter des Standard Volumen Scans

Als Hilfestellung zum Festlegen der Schwellwerte des Klassifikators wurden Histogramme für die einzelnen Produkte, sowohl für Niederschlag also auch die Clutter (Alpen) erzeugt (Bild 5.1). Für die Clutter-Histogramme wurden Tage ausgewählt an denen keine Wolken auf dem Radar zu erkennen waren. Für die zweite Klasse von Histogrammen wurden Radar-Scans mit viel Bewölkung gewählt und die mit Bodenechos kontaminierten Bereiche ausgespart. In diesen Datensätzen sind sowohl konvektive als auch stratiforme Ereignisse enthalten. In einigen Scans ist auch die Schmelzschicht deutlich zu erkennen. Einzelne Gewitter und Hagelzellen sind auch enthalten, sind aber in den Daten unterrepräsentiert. Um eine sinnvolle Unterscheidung von Bodenechos und Hagel zu erreichen, wäre ein Histogrammdatensatz mit nur Hagel notwendig, der nur schwierig zu erzeugen ist (a priori Wissen).

Für jede Kenngröße wurden Merkmale gesucht die zur Klassifizierung geeignet sind. Auf sogenannte Texturparameter wurde absichtlich verzichtet, da sie die effektive Auflösung des Radars vermindern.

- **kopolare Reflektivitäten  $Z_{HH}$  und  $Z_{VV}$**   
Im Histogramm ist zu sehen, dass für die betrachteten Wetterziele kaum kopolare Reflektivitäten größer 41 dBZ entstehen ( $Z_{HH} \approx Z_{VV}$ ). Es ist zwar bekannt, dass bei Hagel weitaus höhere Reflektivitäten entstehen, allerdings hat sich dieser Schwellwert als deutliches Indiz bewährt.
- **kreuzpolare Reflektivitäten  $Z_{HV}$  und  $Z_{VH}$**   
Auch im Histogramm der kreuzpolaren Reflektivität ( $Z_{HV} \approx Z_{VH}$ ) sind Wertebereiche zu erkennen, die nur von Wetterzielen oder Clutter erreicht werden. Hier hat sich als sinnvoll ergeben Reflektivitäten unter 2 dBZ als Wetter zu identifizieren.

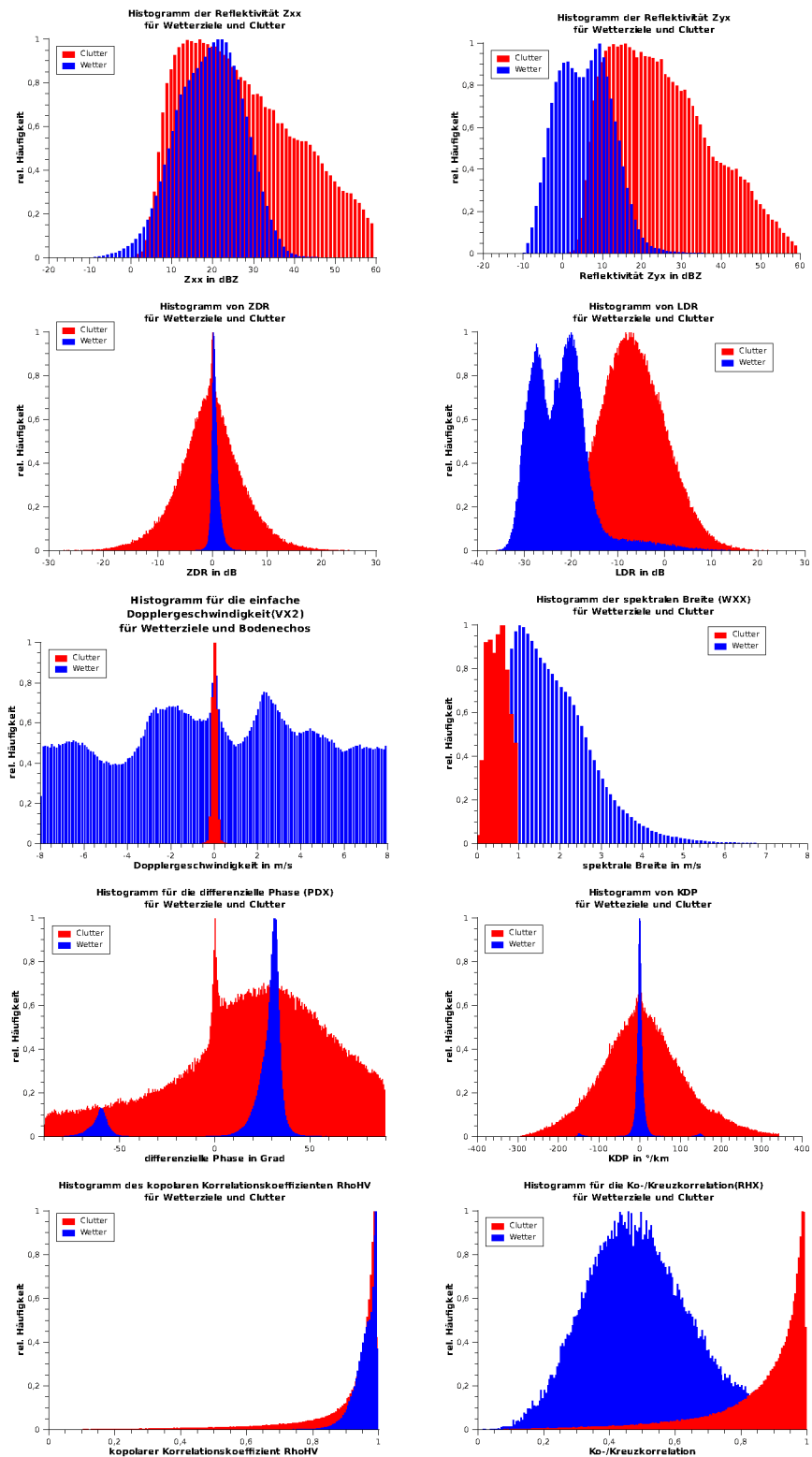


Abbildung 5.1: Histogramme der standardmäßig berechneten Produkte (Type 42) für Wetterziel und Boden-Clutter

- ZDR

Allgemein ist bekannt das ZDR an Bodenzielen sehr verrauscht ist (Abschnitt 4.7) und hohe Werte annehmen kann. Daher werden ZDR-Werte größer 4 dB oder kleiner  $-2$  dB (Regen hat leicht positives ZDR) Clutter zugeordnet. Hierbei sind wieder Überschneidungen mit Hagel und starker Dämpfung und damit verbundenen Ausbreitungseffekten möglich. Auch liefern Clear-Air-Echos hohe Werte für ZDR, die geringe Reflektivität verhindert aber eine Fehlklassifikation.

- LDR

Es ist aus dem LDR-Histogramm deutlich zu erkennen, das hohe LDR-Werte vor allem bei Clutter auftreten ([HAGEN 1997]). Allerdings entsteht auch in Wetterzielen (Hagel, Schmelzschicht) ein nicht unerheblicher Anteil an hohen Werten. Eine scharfe Unterscheidung ist nicht möglich. Daher wurde für die Klassifizierung auf LDR verzichtet und die Einzelwerte  $Z_{XX}$  und  $Z_{YX}$  herangezogen.

- Dopplergeschwindigkeit bei Zeitlag 2

Die Dopplergeschwindigkeit ist eines der stärksten Indizien für Boden-Clutter, da er sich nicht bewegt. Durch Systemeinflüsse, wie die Antennendrehgeschwindigkeit entsteht trotzdem scheinbar eine kleine Dopplergeschwindigkeit. Sie beträgt in den vorliegenden Fällen weniger als  $1 \text{ ms}^{-1}$ . Höhere Dopplergeschwindigkeiten schließen Clutter aus. Allein durch diesen Parameter können noch mal 10 – 15% aller Bins als Wetter klassifiziert werden.

- spektrale Breite

Ähnlich der Dopplergeschwindigkeit können an Bodenzielen keine hohen spektralen Breiten entstehen. Die Grenze wurde bei den Testdatensätzen bei ca.  $1 \text{ ms}^{-1}$  gefunden. Höhere Werte sind deshalb ein Zeichen für ein Wetterziel.

- differenzielle Phase  $\phi_{DP}$

Durch das Polarisationsnetzwerk entsteht zwischen der vertikalen und horizontalen Polarisation eine Phasendifferenz von  $\sim 30^\circ$ . Dies ist deutlich im Histogramm zu erkennen. Dadurch kommt es bei den Phasen für H und V an unterschiedlichen Stellen zum Phasensprung. In diesen Fällen entsteht durch die Rechenmethodik eine Phase von  $\sim 60^\circ$ . Beide Peaks sind im Histogramm zu finden. Um diese Bereiche ist die eigentliche differenzielle Phase zu finden. Für die Klassifizierung wird auf diesen Parameter verzichtet und anstelle dessen KDP verwendet. Nichts desto trotz stimmt das Histogramm mit den Daten aus [ZRNIĆ 2006] gut überein.

- spezifische differenzielle Phase KDP

Für KDP (ohne Mittelung) entstehen erwartungsgemäß geringe Werte für Wetterziele. Ähnlich wie bei  $\phi_{DP}$  entstehen noch zwei kleinere Peaks durch die verwendete Berechnungsmethode. Clutter hat eine viel breitere Streuung von KDP als Wetter, so das Werte von  $-35^\circ \text{ km}^{-1} < KDP$  oder  $KDP > 35^\circ \text{ km}^{-1}$  als Indiz für Clutter dienen.

- kopolarer Korrelationskoeffizient  $\rho_{HV}$

Für diesen Parameter wurde die Schwelle auf 0,8 gesetzt, unter der das Bin als Clutter definiert wird. Für Wetterziele treten dort kaum noch Bereiche auf.

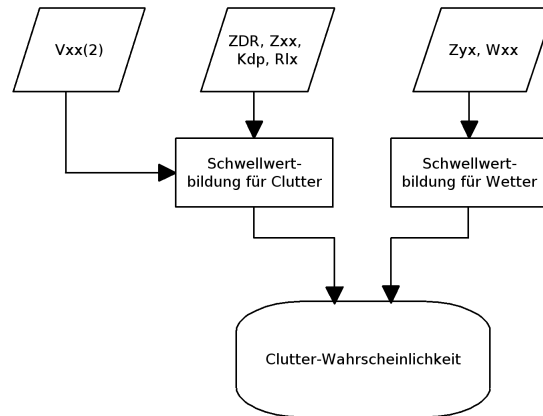


Abbildung 5.2: Schematischer Aufbau des Clutter-Filters

- Ko-/Kreuzkorrelationskoeffizient

Zwar treten für Wetterziele deutlich geringere Werte dieses Parameters auf, allerdings ist dies z.T. auf die geringe Reflektivität im Kreuzkanal und dem damit verbundenen geringeren Signal-Rauschabstand zurückzuführen. Somit bringt der Ko-/Kreuzkorrelationskoeffizient kaum neuen Informationen über das Bin.

Parameter	Schwellwert	Ereignis
$Z_{HH}, Z_{VV}$	$> 41 \text{ dBZ}$	Clutter
$Z_{HV}, Z_{VH}$	$< 2 \text{ dBZ}$	Wetter
ZDR	$> 4 \text{ dBZ}$ oder $< -2 \text{ dBZ}$	Clutter
$W_{HH}, W_{VV}$	$> 1 \text{ ms}^{-1}$	Wetter
KDP	$< -35^\circ \text{ km}^{-1}$ oder $> 35^\circ \text{ km}^{-1}$	Clutter
$\rho_{HV}$	$< 0,8$	Clutter
$v_{HH}(2), v_{VV}(2)$	$< -1 \text{ ms}^{-1}$ oder $> 1 \text{ ms}^{-1}$	Wetter

Tabelle 5.2: Schwellwerte für die Klassifikation

Ausgabewert des Klassifizierungsalgorithmus ist das Verhältnis zwischen Indizien für Clutter und Wetter (5.2). Falls die Dopplergeschwindigkeit ihren Schwellwert überschritten hat, wird die Anzahl der gefundenen Clutter-Indizien hart auf Null gesetzt. Sind die Daten des logarithmischen oder linearen Empfängers als ungültig markiert, wird die Clutter Wahrscheinlichkeit auf Null gesetzt. Zusätzlich zu den direkten Daten aus den Bin könnten weitere Informationen zur Identifizierung von Clutter herangezogen werden. Ein Beispiel ist die Höheninformation. Ab einer bestimmten Höhe kann kein Bodenecho mehr auftreten. Dies hilft z.B. bei Gewitterzellen, die zum Teil sehr hoch sind und ähnliche Parameter wie Clutter haben (hohe Reflektivität, hohe ZDR- und  $\phi_{DP}$ -Werte, ...). Auf diese Information wurde in diesem Fall explizit verzichtet, weil auch getestet werden sollte, wie gut ein Clutter-Filter ohne a priori Wissen funktionieren kann. Erweitern ließe sich dieses Konzept der Clutter-Map mit Azimut-Informationen. Die Position der Alpen ist im



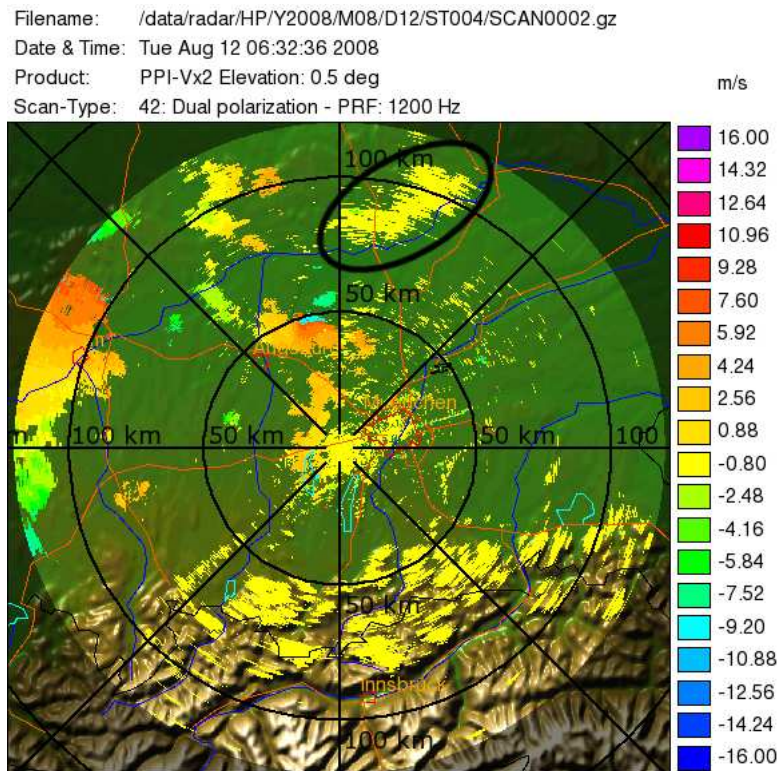


Abbildung 5.3: Außergewöhnliche Ausbreitungsbedingungen Richtung Norden

Voraus bekannt und kann schon als Clutter identifiziert werden. An anderen Stellen ist nie Clutter. Allerdings versagt dieses Verfahren bei ungewöhnlichen Ausbreitungsbedingungen wie am Morgen des 12.08.2008. Bei Ingolstadt entstanden plötzlich Bodenechos (Bild 5.3).

Die Unterscheidung von Bodenechos und sog. „Clear-Air“-Echos ist einfach. „Clear-Air“-Echos haben zwar ein sehr hohes ZDR, was sie in diesem Punkt wie Clutter aussehen lässt, ihre Gesamtreflektivität ist aber sehr gering. Dadurch kommt es im beschriebenen Clutter-Filtersystem nicht zu einer Falschzuordnung als Clutter.

### 5.3.1 Beispielfälle

Als Beispiel soll der 22.08.2008 dienen. In Abbildung 5.4 ist ein Scan von 14:05 Uhr dargestellt. Zu dieser Zeit befand sich eine Kaltfront über Frankreich und eine Zweite bildete sich über Südostdeutschland (etwa Bodensee bis Nordbayern) aus. Die Klassifikation des Clutter-Filters ist ebenfalls in Bild 5.4 zu sehen. Bis auf einen kleinen Bereich im Südwesten der eine Clutter Wahrscheinlichkeit von 50% erhalten hat, sind alle Bereiche eindeutig richtig zugeordnet. Diese Ungenauigkeit der Zuordnung könnte aber noch durch die Informationen aus der Dopplergeschwindigkeit reduziert werden.

Als zweites Beispiel soll der 09.08.2007 dienen. Zu diesem Zeitpunkt befand sich das Radar in Frankreich. Es herrschen daher ganz andere Bedingungen und soll einen Test für den Clutter-Filter

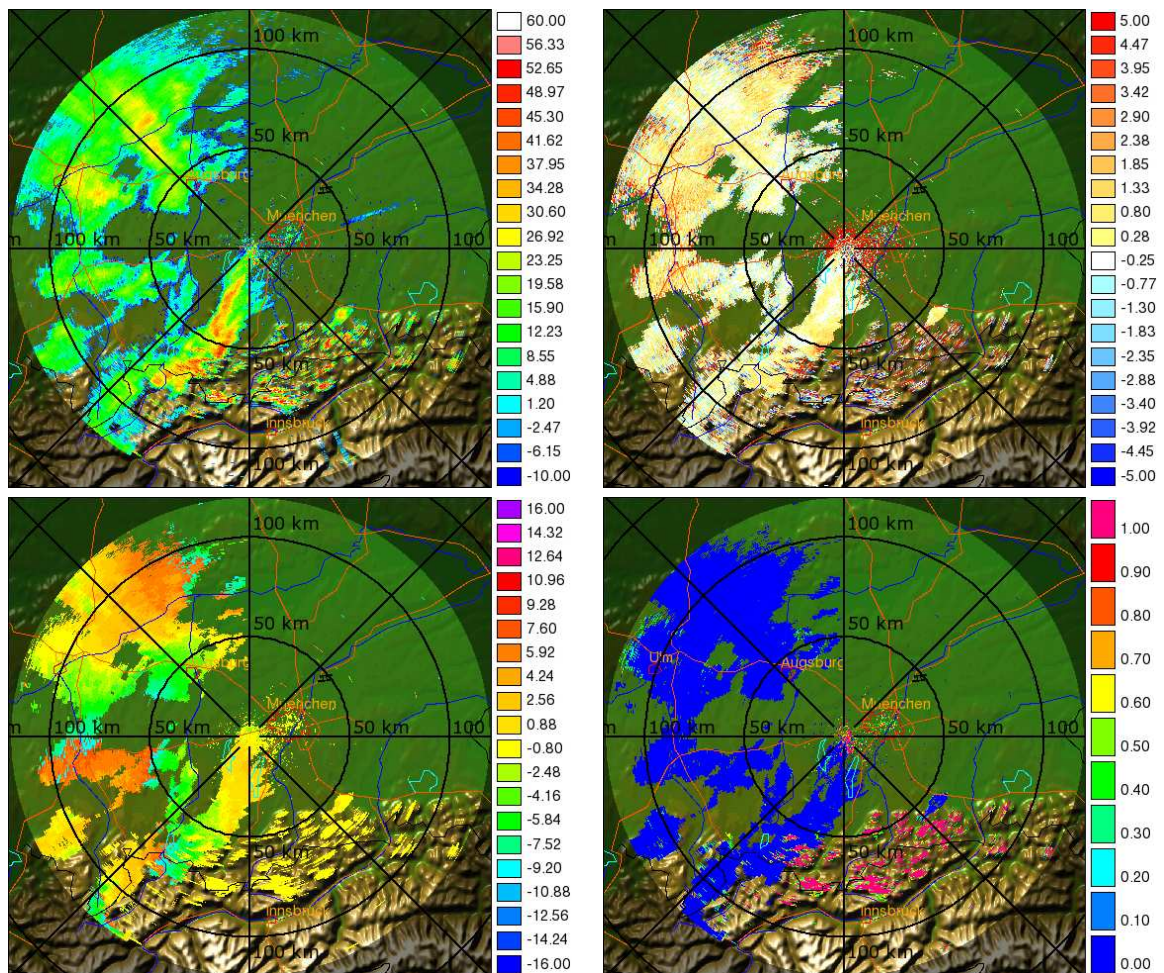


Abbildung 5.4: Beispielanwendung des Clutter-Filters am 22.08.2008 14:05 Uhr (oben links: Reflektivität  $Z_{ZZ}$ , oben rechts: ZDR, unten links: Dopplergeschwindigkeit Zeitlag 2, unten rechts: Clutter-Filter (Wahrscheinlichkeit für Clutter))

darstellen (Abbildung 5.5). Am Mittag lag ein Höhentief direkt über dem Messgebiet und es gab eine labile Schichtung. Weiterhin gab es eine Luftmassengrenze im Südwesten von Deutschland. Dazu kamen häufige Schauer, die sich nur langsam verlagerten.

Der Clutter-Filteralgorithmus klassifiziert die Daten eindeutig, obwohl es sich um ein ganz anderes Gebiet handelt. Mit an Sicherheit grenzender Wahrscheinlichkeit liegen durch den Auf- und Abbau des Radars, sowie dem Transport von/nach Frankreich auch veränderte Systemeigenschaften am Radar vor. Trotz dessen arbeitet der Algorithmus zufrieden stellend.

## 5.4 Zusätzliche Klassifikationsparameter für Zeitserien

Aus den Zeitserien Daten ergibt sich die Möglichkeit weitere Produkte zu definieren, die die Klassifikation unterstützen. Bei meteorologischen Zielen entsteht Betrag und Phase aus der Überlagerung vieler Einzelstreuer. Im Mittel sind die komplexen Spannungssamples fast Null. Das kohärente Echo eines Oberziels hat einen Mittelwert ungleich Null, solange die Antenne sich nicht zu schnell bewegt und die räumliche Dekorrelation zu groß wird. Daher wurde folgender Parameter definiert:

$$ClutterIndex = \frac{\left| \sum_i \underline{S_{XX}} \right|}{\sqrt{\sum_i |\underline{S_{XX}}|^2}} \quad (5.1)$$

Er entspricht dem normierten komplexen Mittelwert der Samples. Für Clutter nimmt er einen Wert nahe 1 an, für meteorologische Ziele wird er fast 0 (siehe Abbildung 5.6).

Ähnlich verhält sich auch der Parameter CPA ([HUBBERT et al. 2008]):

$$CPA = \frac{\left| \sum_i \underline{S_{HH}} \cdot \underline{S_{VV}}^* \right|}{\sum_i |\underline{S_{HH}}| \cdot |\underline{S_{VV}}|} \quad (5.2)$$

Weiterhin wird gern der Clutter-Signal-Ratio (CSR) verwendet. Es ist das Verhältnis der Leistung bei der Dopplergeschwindigkeit 0 zur Gesamtleistung.

## 5.5 Andere Radardaten

Es wurde auch versucht die Daten des Radars Hohenpeißenberg des Deutschen Wetterdienstes (DWD) für eine Verifikation des Clutter-Filteralgorithmus zu nutzen. Leider stammen die Daten aus einer Zeit, in der sich das Radar noch im Testaufbau befand. Die Qualität der Daten und die vorhandene Produktpalette reicht nicht für einen sinnvollen Einsatz aus.

## 5.6 Clutter-Filterung

Die Filterung von Clutter ist immer eine destruktive Angelegenheit ([LEE et al. 1995]), die nur unzureichend funktionieren kann. Eine Herangehensweise ist die als Clutter detektierten Bins aus den



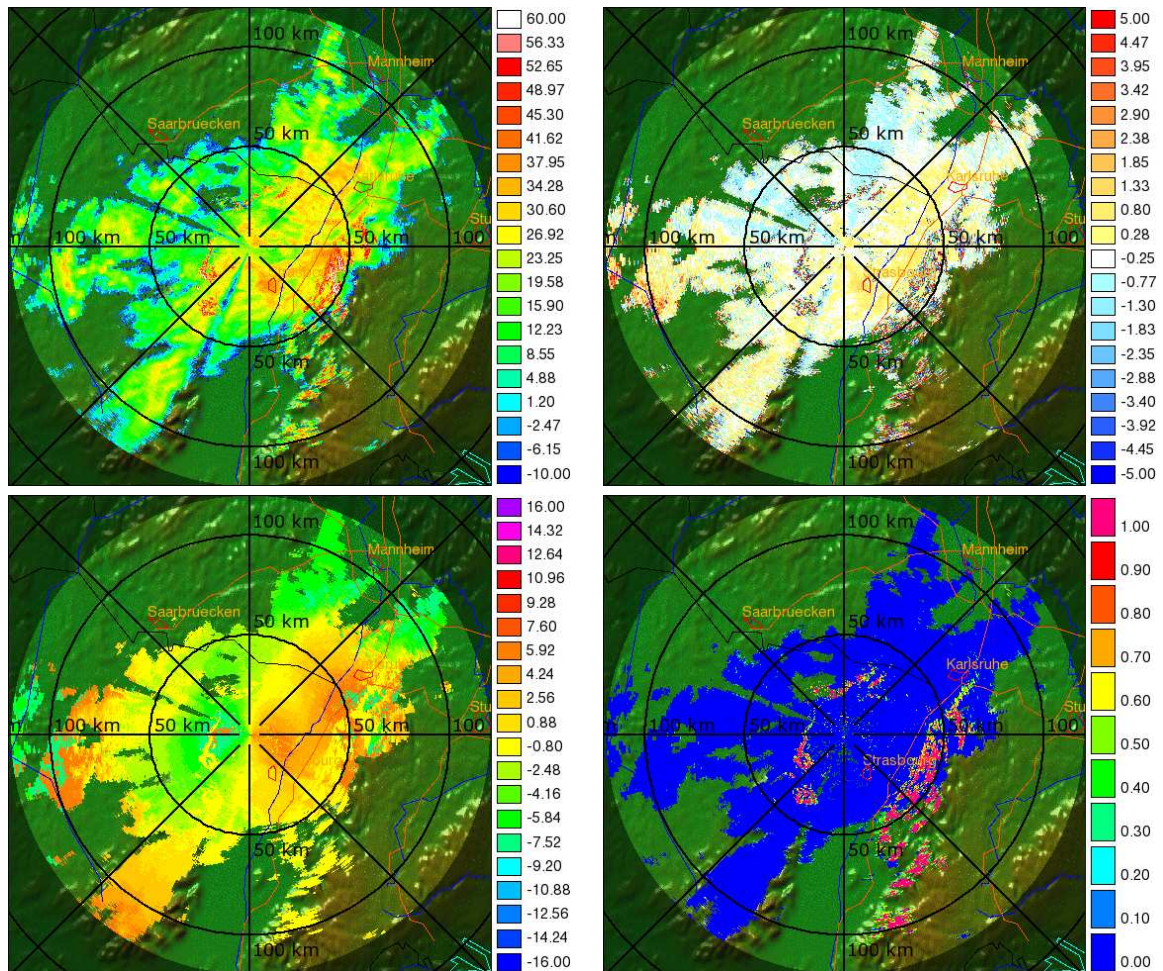


Abbildung 5.5: Beispielanwendung des Clutter-Filters am 09.08.2007 11:50 Uhr (oben links: Reflektivität  $Z_{XX}$  in dBZ, oben rechts: ZDR in dBZ, unten links: Dopplergeschwindigkeit Zeitlag 2 in  $ms^{-1}$ , unten rechts: Clutter-Filter (Wahrscheinlichkeit für Clutter))

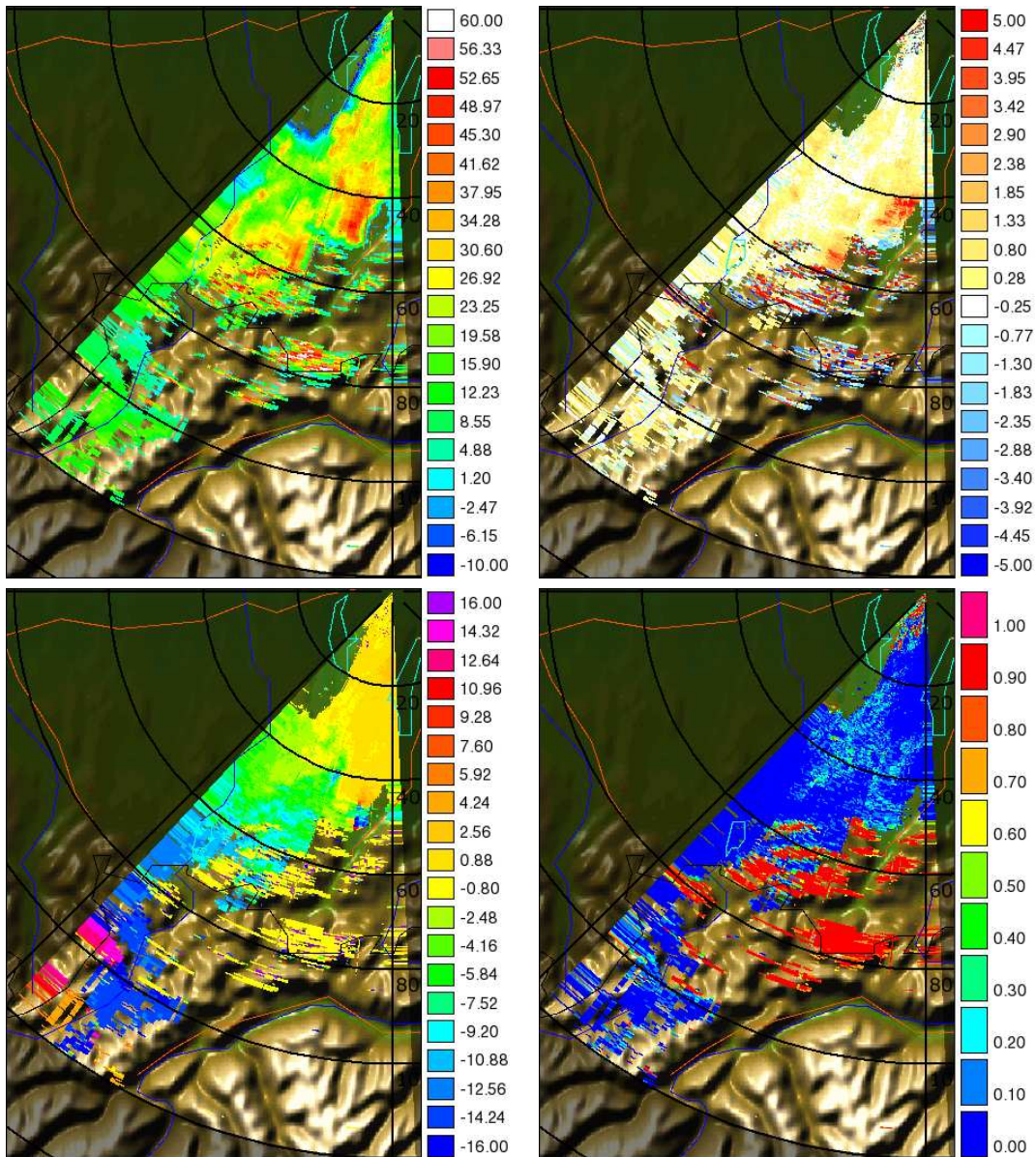


Abbildung 5.6: Beispielanwendung des ClutterIndex-Parameters am 22.08.2008 (oben links: Reflektivität  $Z_{XX}$  in dBZ, oben rechts: ZDR in dBZ, unten links: Dopplergeschwindigkeit Zeitlag 2 in  $ms^{-1}$ , unten rechts: ClutterIndex)



umliegenden Informationen zu interpolieren. Dabei entsteht aber durchaus Niederschlag in Bins, wo gar keiner vorhanden war. Der zweite Ansatz ist, die Leistung mit der Dopplergeschwindigkeit 0 herauszufiltern. Dies kann im Zeit- oder im Frequenzbereich passieren.

### 5.6.1 Zeitbereich

Die Filterung geschieht im Zeitbereich durch einen Tiefpass. Dabei können alle bekannten Filtertypen angewendet werden (Bessel, Tschebyscheff, Cauer,...). Dabei ist darauf zu achten, dass bei einem Betrieb in Echtzeit die verfügbare Rechenzeit begrenzt ist. Die Wahl des Filters ist immer ein Kompromiss aus Flankensteilheit, Sperrband- und Durchlassdämpfung und Parametern wie Welligkeit oder linearen Phasengang. Die Gruppenlaufzeit des Filters hat Einfluss auf alle Phasenprodukte des Signals.

### 5.6.2 Frequenzbereich

Im Frequenzbereich sind ausgefeiltere Filtermethoden möglich ([SIGGIA und JR. 2004]). Dafür erhöht sich der Rechenaufwand für die Transformation beträchtlich. Das Spektrum kann aber auch für die weitere Verarbeitung, z.B. Rauschleistung genutzt werden. Durch die Analyse des Spektrums ist z.B. eine automatische Anpassung der Filterbandbreite möglich. Die Manipulationsmethoden gehen bis dahin, dass die Firma Sigmet vorschlägt den clutterkontaminierten Bereichs mit einer Gaußfunktion zu interpolieren. Problematisch ist bei allen Varianten, dass man den entfernten Clutter mit etwas ersetzen muss. Allerdings sind diese Informationen ja niemals im Signal enthalten gewesen. Eine objektive Beurteilung über den Sinn einer Filtermethode ist daher nur sehr schwer möglich. Ob also eine Filterung der kontaminierten Bins sinnvoll ist, hängt sehr stark vom Anwendungsfall ab.

### 5.6.3 Über Modelle

In [NGUYEN et al. 2008] wird eine Methode zur Clutter Entfernung vorgestellt, bei dem ein Modell als Ansatz gewählt wird. Dabei sind Parameter, wie die spektrale Breite des Wetters, unbekannte Variablen. Durch nichtlineare Optimierung wird das Modell an das tatsächliche Echo angepasst. Danach sind alle Parameter für Clutter und Wetterziel getrennt bekannt und können auseinander genommen werden.

## 5.7 Unterschied zu klassischen Doppler-Clutter-Filtern

Klassische Doppler-Clutter-Filter machen sich zu Nutzen, dass Bodenechos eine Dopplergeschwindigkeit von Null haben. Es wird also ein Bereich um die Geschwindigkeit  $0 \frac{m}{s}$  herausgefiltert. Wetterziele die zufällig ebenfalls spektrale Anteile in diesem Bereich haben, werden damit zerstört. Dagegen hilft die Aufteilung in Clutter Erkennung und Clutter Filterung. Die Filterung geschieht weiterhin über das Dopplerkriterium. Die Auswahl der zu filternden Bereiche kann mittels Polarimetrie weiter eingegrenzt werden, so dass wirklich nur noch Clutter entfernt wird. Die Gefahr Wetterziele herauszufiltern wird also minimiert.

Quantitativ wurde an einem Beispiel vom 22.08.2008 (vgl. 5.4) ein Dopplerfilter nach dem „User’s Manual“ von SIGMET Inc. ([Sig 2003]) mit 40dB Sperrbereichsdämpfung und etwa 7%

des Nyquistintervalls als Bandbreite mit dem neu entwickelten Filter verglichen (5.3). Da es bei Dopplerfiltern keine Klassifikation gibt wurde festgelegt, dass alle Gebiete die der Filter weniger als  $10dB$  dämpft Wetter sind und alles was mehr als  $20dB$  gedämpft wird Clutter. An den neu entworfenen Filter wurden sehr hohe Anforderungen gestellt. Alles was nicht eindeutig Clutter oder Wetter ist (z.B. bei schon zwei sich widersprechende Teilergebnisse) wird als nicht klassifiziert markiert. Beim Dopplerfilter ist dieser nichtklassifizierte Bereich viel kleiner. Trotz dessen sind beim neuem Clutter-Filter die nicht eindeutig klassifizierten Bins um über 35% geringer. Insgesamt sind etwas mehr Bereiche als Clutter erkannt worden als beim Dopplerfilter.

Diese Eigenschaft ist für automatische Clutter Erkennung sogar wünschenswert. Fehlerhafte Daten sind dort meist störender als nicht vorhandene. Insgesamt bestätigt sich damit auch das recht konservative vorgehen der Filters.

		Dopplerfilter			$\Sigma$
		kein Clutter	nicht klassifiziert	Clutter	
Neu	kein Clutter	84,78	0,28	0,1	85,15
	nicht klassifiziert	0,17	0,13	0,79	1,1
	Clutter	1,07	1,1	11,59	13,76
$\Sigma$		86,02	1,5	12,48	100

Tabelle 5.3: Konfusionsmatrix

## Kapitel 6

### Zusammenfassung und Ausblick

Nachdem ein Überblick über die elektromagnetischen Grundlagen sowie den Aufbau und die Funktionsweise von Wetterradaren, speziell dem POLDIRAD, gegeben wurde sind die Signalverarbeitung und gängige Radarprodukte beschrieben worden. Wichtig für die Arbeit war, die Messgenauigkeit für die einzelnen Produkte abschätzen zu können. Das bedeutet vor allem die Betrags- und Phasengenauigkeit des Systems zu kennen. Genauso wichtig ist es aber auch die polarimetrischen Eigenschaften des Sendesignals zu kennen. Für diesen Zweck gab es das System „PARC“, was seit über 10 Jahren nicht mehr eingesetzt wurde und auch nicht mehr funktionstüchtig ist. Daher war eine exakte externe Vermessung des Radars nicht möglich. Das betrifft nicht nur die Polarisation. Auch für die Betrags- und Phasennessgenauigkeit wäre ein solches System nutzbar gewesen. Alternativ mussten also andere Möglichkeiten gesucht werden. Eine Möglichkeit war die immer wieder eingesetzte Kalibriereinheit. Da es sich dabei um interne Messungen handelt, sind nicht alle Einflüsse abgedeckt. Sie wurde durch markante Bodenziele versucht zu kompensieren um die Messungenauigkeit abzuschätzen.

Für die Überprüfung der Polarisation wurde auch auf Regen zurückgegriffen. Es wurden verschiedene Orientierungen und Elliptizitäten eingestellt und speziell das Produkt  $\rho_{HV}$  untersucht. Dabei konnten theoretische Berechnungen bestätigt werden.

Weiterhin wurden verschiedene Bodenziele untersucht. Ziel war es, die Ursachen für die gewonnenen Messergebnisse zu finden. Es wurden Gründe aufgezeigt, warum die polarimetrischen Größen an Bodenzielen eine so hohe Schwankungsbreite haben und welchen anderen Parameter sich für die Erkennung von Bodenechos eignen.

Nach diesen Untersuchungen konnte an die Ausarbeitung des Clutter Erkennungsalgorithmus gegangen werden. Zuerst wurden dafür bestehende Konzepte zur Clutter Erkennung und Filterung beschrieben und bewertet. Zur Erstellung des Algorithmus wurde das Archiv des POLDIRAD nach eindeutig klaren Tagen und Tagen mit viel Niederschlag durchsucht. Dafür können allerdings nur wenige Monate verwendet werden, da während der Erstellung dieser Arbeit signifikante Veränderungen am Radar durchgeführt worden. Dadurch ist die Qualität der Messwerte erheblich gestiegen. Ältere Datensätze haben aber daher nur begrenzten Wert. Aus den gefundenen Datensätzen wurden mittels Histogrammen Schwellwerte für die Erkennung von Bodenclutter abgeleitet und eine offline Erkennung programmiert. Dafür wurde das interne Anzeigewerkzeug „DLR-Toolkit“ entsprechend erweitert.

Eine Clutter Filterung kann nur an den Rohdaten (Zeitreihen) durchgeführt werden. Daher wurde das „DLR-Toolkit“ erweitert um diese Daten einzulesen. Neben der Clutter Erkennung wurde auch eine Clutter Filterung für diese Zeitreihen Daten erarbeitet. Für beide Fälle wurden an Beispieldaten das Ergebnis der Klassifikation bzw. Filterung veranschaulicht. Als Test kam auch ein älterer Datensatz von einem anderen Standort zum Einsatz. Auch bei diesem Fall konnte der Algorithmus überzeugen. Eine kurze abschließende Bewertung des Ansatzes macht den Abschluss.



---

In der Zukunft steht ein Umbau des Radars an. Wichtig wird die darauf folgende Charakterisierung des Systems werden. Nur wenn die Messgenauigkeit aller Parameter bekannt ist, ist eine sinnvolle wissenschaftliche Arbeit möglich. In diesem Zusammenhang sollte man sich wieder über eine externe Messmöglichkeit wie dem PARC-System Gedanken machen. Großes Potenzial hat das Radar durch sein Polarisationsnetzwerk, das fast beliebige Polarisationen erzeugen kann und die Möglichkeit diese quasi gleichzeitig zu verwenden. Damit wäre eine noch genauere Charakterisierung der Hydrometeore möglich. Auch die Ideen hinter dem Müller-Modus sollten im Zusammenhang mit der heute besseren Rechentechnik nochmals durchdacht werden.

Auch der Clutter-Filter kann noch verbessert werden. Eine gute Entfaltung der Dopplergeschwindigkeit kann viele Probleme der Klassifikation beseitigen. In diesem Zusammenhang muss auch nochmals auf die Probleme bei der Berechnung der Dopplergeschwindigkeit bei Zeitlag 1 zwischen horizontaler und vertikaler Polarisation hingewiesen werden. Durch weitere Parameter, die zum Teil absichtlich nicht verwendet wurden (z.B. Höhe über dem Boden) können Fehlklassifikationen noch weiter vermindert werden. Wird der Clutter-Filter online im Radarprozessor implementiert, sind auch die Zeitreihendaten noch vorhanden und weitere Parameter können berechnet werden.

In der Literatur sind noch viele weitere Ansätze beschrieben, die nicht alle getestet werden konnten. Bei Einigen lohnt es sich sicher noch sie zu untersuchen und in den Filter einfließen zu lassen.

## Literaturverzeichnis

- [Sig 2003] (2003). *RVP7 Doppler Signal Processor User's Manual*. SIGMET Inc. <ftp://ftp.sigmet.com/outgoing/manuals/rvp7user/> (21.01.2009).
- [ATLAS 1990] ATLAS, DAVID, Hrsg. (1990). *Radar in Meteorology*, ISBN: 0-933876-86-6. American Meteorological Society.
- [BATTAN 1959] BATTAN, LOUIS J. (1959). *Radar Observation of the Atmosphere*. ISBN: 0-266-03919-6. The University of Chicago Press.
- [BRINGI und CHANDRASEKAR 2001] BRINGI, V. N. und V. CHANDRASEKAR (2001). *Polarimetric Doppler weather radar: principles and application*. ISBN: 0-521-62384-7. Cambridge University Press.
- [FRIEDRICH et al. 2006] FRIEDRICH, KATJA, M. HAGEN und T. EINFALT (2006). *A Quality Control Concept for Radar Reflectivity, Polarimetric Parameters, and Doppler Velocity*. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 23:865–887.
- [GALLETTI et al. 2008] GALLETTI, MICHELE, D. H. O. BEBBINGTON, M. CHANDRA und T. BÖRNER (2008). *Measurement and Characterization of Entropy and Degree of Polarization of Weather Radar Targets*. IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 46(10):3196ff.
- [GOURLEY et al. 2007] GOURLEY, JONATHAN J, P. TABARY und J. P. DU CHATELET (2007). *A Fuzzy Logic Algorithm for the Separation of Precipitation from Nonprecipitating Echos Using Polarimetric Radar Observations*. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 24:1439–1451.
- [HAGEN 1997] HAGEN, MARTIN (1997). *Identification of Ground Clutter by Polarimetric Radar*. 28th Conference on Radar Meteorology, S. 67–68.
- [HERZEGH und CARBONE 1984] HERZEGH, P. H. und R. E. CARBONE (1984). *The influence of antenna illumination function characteristics on differential reflectivity measurements*. American Meteorological Society, S. 281–286.
- [HOLT und TAN 1992] HOLT, A. R. und J. TAN (1992). *Separation of Differential Propagation Phase and Differential Backscatter Phase in Polarisation Diversity Radar*. Electronics Letter, 28(10):943–944.
- [HUBBERT et al. 2008] HUBBERT, J.C., M. DIXON, S. ELLIS und G. MEYMARIS (2008). *Weather Radar Ground Clutter*. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology.

- [KESSINGER et al. 2005] KESSINGER, CATHY, S. ELLIS, J. V. ANDEL, J. YEE und J. HUBBERT (2005). *The AP Grund Clutter Mitigation Scheme for the WSR-88D*. 21st International Conference on Interactive Information Processing Systems for Meteorology, Oceanography, and Hydrology.
- [LEE et al. 1995] LEE, ROBERT, G. D. BRUNA und J. JOSS (1995). *Intensity of Ground Clutter and of Echoes of Anomalous Propagation and its Elimination*. 27th Conference of Radar Meteorology, AMS Boston:651–652.
- [LIU et al. 1994] LIU, L., V. N. BRINGI, V. CHANDRASEKAR, E. A. MUELLER und A. MUDUKATORE (1994). *Analysis of the Copolar Correlation Coefficient between Horizontal and Vertical Polarizations*. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 11:950–963.
- [MEISCHNER 2004] MEISCHNER, DR. PETER (2004). *Weather Radar*. ISBN: 3-540-000328-2. Springer-Verlag.
- [MIE 1908] MIE, GUSTAV (1908). *Beiträge zur Optik trüber Medien, speziell kolloidealer Metalösungen*. Annalen der Physik.
- [NGUYEN et al. 2008] NGUYEN, CUONG M., D. N. MOISSEEV und V. CHANDRASEKAR (2008). *A Parametric Time Domain Method for Spectral Moment Estimation and Clutter Mitigation for Weather Radars*. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 25:83–92.
- [PROBERT-JONES 1962] PROBERT-JONES, J. R. (1962). *The radar equation in meteorology*. Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society, 88(378).
- [RINEHART 2004] RINEHART, RONALD E. (2004). *Radar for Meteorologists*. ISBN: 0-9658002-1-0. Rinehart Publications.
- [SACHIDANANDA und ZRNIĆ 1987] SACHIDANANDA, M. und D. S. ZRNIĆ (1987). *Rain Rate Estimates from Differential Polarization Measurements*. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 4:588–598.
- [SCHROTH et al. 1988] SCHROTH, ARNO C., M. CHANDRA und P. F. MEISCHNER (1988). *A C-Band Coherent Polarimetric Radar for Propagation and Cloud Physics Research*. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 5:803–822.
- [SCOTT et al. 2001] SCOTT, RICHARD D., P. R. KREHBIEL und W. RISON (2001). *The Use of Simultaneous Horizontal and Vertical Transmissions for Dual-Polarization Radar Meteorological Observations*. American Meteorological Society, S. 629ff.
- [SIGGIA und JR. 2004] SIGGIA, A. D. und R. E. P. JR. (2004). *Gaussian Model adaptive processing (GMAP) for improved ground clutter cancellation and moment calculation*. Proceedings of ERAD.
- [STEINER und SMITH 2002] STEINER, MATTHIAS und J. A. SMITH (2002). *Use of Three-Dimensional Reflectivity Structure for Automated Detection and Removal of Nonprecipitating Echoes in Radar Data*. American Meteorological Society, 19:673ff.

- [WOSCHNI 1990] WOSCHNI, EUGEN-GEORG (1990). *Informationstechnik*. ISBN: 3-341-00838-1. Verl. Technik.
- [ZAHRAI und ZRNIĆ 1993] ZAHRAI, A. und D. S. ZRNIĆ (1993). *The 10-cm-Wavelength Polarimetric Weather Radar at NOAA's National Severe Storms Laboratory*. Journal of Atmospheric and Oceanic Technology, 10(5):649–662.
- [ZRNIĆ 2006] ZRNIĆ, D. S. (2006). *Correlation Coefficient between Horizontally and Vertically Polarized Returns from Ground Clutter*. American Meteorological Society, S. 381ff.

# Anhang A

## Datensätze

ID	Datum	UTC	Typ	Range	Azi	Elev	Polarisation	Bemerkung
13-1	04.06.08	15:47	PPI (46)	120km	0°-90°	1°	/ / /	
13-2	04.06.08	18:35	PPI (46)	120km	0°-90°	1°	/ / /	
6-1	07.08.08	16:41	PPI (46)	60km	218°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.1
6-2	07.08.08	16:43	PPI (46)	60km	218°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.1
6-4	07.08.08	16:49	PPI (46)	60km	218°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.1
6-6	07.08.08	17:33	PPI (46)	60km	194°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.1
6-7	07.08.08	17:35	PPI (46)	60km	194°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.1
6-8	07.08.08	17:36	PPI (46)	60km	194°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.1
6-9	07.08.08	17:38	PPI (46)	60km	194°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.1
6-1	08.08.08	6:48	PPI (46)	60km	49°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.2
6-2	08.08.08	6:51	PPI (46)	60km	49°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.2
6-3	08.08.08	6:52	PPI (46)	60km	49°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.2
6-4	08.08.08	6:54	PPI (46)	60km	49°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.2
6-11	08.08.08	6:54	PPI (46)	60km	39°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.2
6-1	12.08.08	8:41	PPI (46)	60km	0.1°	1°	mehrere	Kapitel 4.4
6-1	13.08.08	6:10	PPI (46)	60km	0.1°	1°	mehrere	Kapitel 4.4
2-45	22.08.08	14:05	PPI (42)	120km	0°-360°	1°	/ / -	Kapitel 5.3.1
5-1	22.08.08	14:17	PPI (46)	120km	180°-220°	1°	/ / -	Kapitel 5.4
7-4	22.08.08	14:05	RHI (42)	79km	100°-98°	1°-25°	/ / -	Kapitel 3.9
6-3	25.08.08	8:56	PPI (46)	60km	204°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.4
6-4	25.08.08	8:59	PPI (46)	60km	204°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.4
6-5	25.08.08	9:01	PPI (46)	60km	204°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.4
6-6	25.08.08	9:03	PPI (46)	60km	204°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.4
6-7	25.08.08	9:04	PPI (46)	60km	204°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.4
6-8	25.08.08	9:06	PPI (46)	60km	204°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.4
6-9	25.08.08	9:08	PPI (46)	60km	204°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.4
6-12	25.08.08	12:03	PPI (46)	60km	117°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.4
6-13	25.08.08	12:22	PPI (46)	120km	117°	1°	mehrere	Kapitel 4.3.4
5-1	11.09.08	7:17	Manual (46)	120km	197°	1°	\ / /	Kapitel 4.1
5-8	11.09.08	10:37	Manual (46)	120km	0°	35°	\ / /	Kapitel 4.1
6-4	12.09.08	13:14	Manual (46)	30km	0°	30°	mehrere	Kapitel 4.5.2
6-10	15.09.08	14:21	Manual (46)	120km	190°	1°	mehrere	Kapitel 4.5.2
6-11	15.09.08	14:58	Manual (46)	120km	190°	1°	mehrere	Kapitel 4.5.2
6-12	15.09.08	14:57	Manual (46)	120km	190°	1°	mehrere	Kapitel 4.5.2
6-13	15.09.08	14:56	Manual (46)	120km	190°	1°	mehrere	Kapitel 4.5.2
6-14	15.09.08	14:54	Manual (46)	120km	190°	1°	mehrere	Kapitel 4.5.2
6-15	15.09.08	14:53	Manual (46)	120km	190°	1°	mehrere	Kapitel 4.5.2
6-16	15.09.08	14:52	Manual (46)	120km	190°	1°	mehrere	Kapitel 4.5.2
6-17	15.09.08	14:29	Manual (46)	120km	190°	1°	mehrere	Kapitel 4.5.2
6-4	15.09.08	13:14	Manual (46)	30km	190°	1°	mehrere	Kapitel 4.5.2
4-3	30.09.08	08:05	PPI (46)	73-79km	185°-200°	1°	/ / -	Kapitel 4.7
4-7	07.10.08	11:45	PPI (46)	6-7km	315°-325°	1°	/ / -	Kapitel 4.7
5-1	08.10.08	12:14	RHI (46)	6,4-6,8km	320°	0°-10°	/ / -	Kapitel 4.7
7-6	10.11.08	15:52	PPI (46)	35-80km	120°-220°	1°	/ / -	Kapitel 4.7

## Anhang B

### POLDIRAD (2008)

Frequenz	C-Band 5, 503 GHz
Azimut	1° Öffnungswinkel, rundum Scan möglich
Elevation	1° Öffnungswinkel, $-6^\circ \dots 90^\circ$
Range bins	512, flexibler Abstand (min. 75 m)
Anzahl der Messwerte	32, 64, 128

Tabelle B.1: Systembedingungen des POLDIRAD-Radars

Aperturdurchmesser	ca. 5 m
Fokuslänge	ca. 4 m
Speisung	Offsetkorrigiertes Horn mit einem Orthogonal-Modus Umsetzer
Ausleuchtung	$(1 - r^2)^3$
Gewinn	ca. 44, 5 dB
Nebenkeulen	$< -32$ dB
Kreuzpolarisation (bei linearer Polarisation)	$< -28$ dB
Antennenkuppel	keine

Tabelle B.2: Antenne des POLDIRAD-Radars

Spitzenleistung	400 kW
PRF	160 ... 2400 Hz
Pulslänge	2 $\mu$ s, 1 $\mu$ s, 0, 5 $\mu$ s

Tabelle B.3: Technische Daten des Transmitters des POLDIRAD-Radars

Anzahl Kanäle	2
Receiver Ausgang	linear (60 dB), logarithmisch ( $\approx 80$ dB)
Receiver Rauschzahl	6, 5 dB; LNA mit Begrenzer: 1, 5 dB
minimales detektierbares Signal	$-108$ dBm (0, 5 $\mu$ s Pulslänge)

Tabelle B.4: Technische Daten des Receivers des POLDIRAD-Radars

Kanalisation	35 dB, max. 40 dB
Polarisation	variabel (linear, zirkular, elliptisch), 128 Amplituden- und Phaseneinstellungen möglich
Umschaltzeit für Polarisation	15 $\mu$ s
Umschaltzeit zwischen Senden und Empfangen	8 $\mu$ s
Umschaltrate	bis 4800 Hz
HF Leistungslimit	450 kW Spitze, 480 W Mittel

Tabelle B.5: Technische Daten des Polarisationsnetzwerkes des POLDIRAD-Radars

## Anhang C

### Originaldaten

Bei diesen Daten handelt es sich um die Mittelwerte von  $\rho_{HV}$  bei verschiedenen Scans und Command State (CS). Für die Diagramme in 4.3 wurden diese Daten als Grundlage genommen.

#### C.1 07.08.2008: Elliptizität $\rho_{HV}$

CS	66	65	64	63	62	61	60
$\overline{\rho_{HV}}$	0,975045	0,974830	0,974674	0,974492	0,974388	0,973771	0,973843

Tabelle C.1: 07.08.2008, Storm 6, Scan 0001 Elliptizität  $\rho_{HV}$

CS	66	67	68	69	70	71	72
$\overline{\rho_{HV}}$	0,975613	0,976383	0,975857	0,976003	0,976175	0,976552	0,977088

Tabelle C.2: 07.08.2008, Storm 6, Scan 0002 Elliptizität  $\rho_{HV}$

CS	66	68	70	72	74	76	78
$\overline{\rho_{HV}}$	0,976003	0,975401	0,976540	0,977356	0,977566	0,975883	0,975413

Tabelle C.3: 07.08.2008, Storm 6, Scan 0004 Elliptizität  $\rho_{HV}$

CS	66	65	64	63	62	61	60
$\overline{\rho_{HV}}$	0,974922	0,974691	0,974394	0,974265	0,974083	0,973871	0,973695

Tabelle C.4: 07.08.2008, Storm 6, Scan 0006 Elliptizität  $\rho_{HV}$

CS	66	67	68	69	70	71	72
$\overline{\rho_{HV}}$	0,971446	0,972404	0,971812	0,972128	0,972190	0,972517	0,973318

Tabelle C.5: 07.08.2008, Storm 6, Scan 0007 Elliptizität  $\rho_{HV}$



CS	66	64	62	60	58	56	54
$\overline{\rho_{HV}}$	0,957421	0,957130	0,956746	0,955860	0,955245	0,953971	0,949890

Tabelle C.6: 07.08.2008, Storm 6, Scan 0008 Elliptizität  $\rho_{HV}$ 

CS	66	68	70	72	74	76	78
$\overline{\rho_{HV}}$	0,884944	0,885151	0,885592	0,886726	0,887926	0,883501	0,884068

Tabelle C.7: 07.08.2008, Storm 6, Scan 0009 Elliptizität  $\rho_{HV}$ 

## C.2 08.08.2008: Elliptizität $\rho_{HV}$

CS	66	65	64	63	62	61	60
$\overline{\rho_{HV}}$	0,971578	0,971545	0,971534	0,971249	0,971165	0,970951	0,970817

Tabelle C.8: 08.08.2008, Storm 6, Scan 0001 Elliptizität  $\rho_{HV}$ 

CS	66	67	68	69	70	71	72
$\overline{\rho_{HV}}$	0,971652	0,972345	0,971929	0,972117	0,972150	0,972355	0,973076

Tabelle C.9: 08.08.2008, Storm 6, Scan 0002 Elliptizität  $\rho_{HV}$ 

CS	66	64	62	60	58	56	54
$\overline{\rho_{HV}}$	0,971987	0,971952	0,971662	0,971188	0,970647	0,969674	0,966536

Tabelle C.10: 08.08.2008, Storm 6, Scan 0003 Elliptizität  $\rho_{HV}$ 

CS	66	68	70	72	74	76	78
$\overline{\rho_{HV}}$	0,966089	0,966478	0,966750	0,967673	0,967862	0,966678	0,966038

Tabelle C.11: 08.08.2008, Storm 6, Scan 0004 Elliptizität  $\rho_{HV}$ 

CS	70	71	72	73	74	75	76
$\overline{\rho_{HV}}$	0,975305	0,975765	0,976252	0,976511	0,976497	0,976291	0,975160

Tabelle C.12: 08.08.2008, Storm 6, Scan 0011 Elliptizität  $\rho_{HV}$

**C.3 25.08.2008: Elliptizität  $\rho_{HV}$** 

CS	66	65	64	63	62	61	60
$\overline{\rho_{HV}}$	0,967903	0,967561	0,967491	0,967393	0,967227	0,967102	0,966847

Tabelle C.13: 25.08.2008, Storm 6, Scan 0003 Elliptizität  $\rho_{HV}$ 

CS	66	67	68	69	70	71	72
$\overline{\rho_{HV}}$	0,966128	0,966968	0,966449	0,966572	0,966531	0,966996	0,967528

Tabelle C.14: 25.08.2008, Storm 6, Scan 0004 Elliptizität  $\rho_{HV}$ 

CS	66	64	62	60	58	56	54
$\overline{\rho_{HV}}$	0,965938	0,965584	0,965314	0,964911	0,964220	0,963044	0,959615

Tabelle C.15: 25.08.2008, Storm 6, Scan 0005 Elliptizität  $\rho_{HV}$ 

CS	66	68	70	72	74	76	78
$\overline{\rho_{HV}}$	0,960030	0,960361	0,960727	0,961531	0,961938	0,960336	0,959350

Tabelle C.16: 25.08.2008, Storm 6, Scan 0006 Elliptizität  $\rho_{HV}$ 

CS	70	71	72	73	74	75	76
$\overline{\rho_{HV}}$	0,933341	0,933542	0,933862	0,934156	0,933744	0,933386	0,932618

Tabelle C.17: 25.08.2008, Storm 6, Scan 0007 Elliptizität  $\rho_{HV}$ 

CS	66	79	80	81	82	83	98
$\overline{\rho_{HV}}$	0,920812	0,920985	0,919140	0,917999	0,915484	0,912869	0,905692

Tabelle C.18: 25.08.2008, Storm 6, Scan 0008 Elliptizität  $\rho_{HV}$ 

CS	100	120	90	110	80	70	95
$\overline{\rho_{HV}}$	0,957559	0,940284	0,960376	0,948271	0,967705	0,969175	0,959365

Tabelle C.19: 25.08.2008, Storm 6, Scan 0012 Elliptizität  $\rho_{HV}$

CS	0	10	20	30	40	50	66
$\overline{\rho_{HV}}$	0,930997	0,932020	0,928987	0,915140	0,911217	0,917622	0,937731

Tabelle C.20: 25.08.2008, Storm 6, Scan 0013 Elliptizität  $\rho_{HV}$

#### C.4 12.08.2008: Orientierung $\rho_{HV}$

CS	22	30	40	50	60	35	45	108
$\overline{\rho_{HV}}$	0,1640	0,2797	0,3770	0,4006	0,4043	0,3443	0,3933	0,1616

Tabelle C.21: 12.08.2808, Storm 5, Scan 0001 Orientierung  $\rho_{HV}$

# Selbstständigkeitserklärung

Hiermit erkläre ich, dass ich die vorliegende Arbeit selbstständig angefertigt, nicht anderweitig zu Prüfungszwecken vorgelegt und keine anderen als die angegebenen Hilfsmittel verwendet habe. Sämtliche wissentlich verwendete Textausschnitte, Zitate oder Inhalte anderer Verfasser wurden ausdrücklich als solche gekennzeichnet.

Chemnitz, den 5. Februar 2009

---

Reimann Jens